



Acerca de este libro

Esta es una copia digital de un libro que, durante generaciones, se ha conservado en las estanterías de una biblioteca, hasta que Google ha decidido escanearlo como parte de un proyecto que pretende que sea posible descubrir en línea libros de todo el mundo.

Ha sobrevivido tantos años como para que los derechos de autor hayan expirado y el libro pase a ser de dominio público. El que un libro sea de dominio público significa que nunca ha estado protegido por derechos de autor, o bien que el período legal de estos derechos ya ha expirado. Es posible que una misma obra sea de dominio público en unos países y, sin embargo, no lo sea en otros. Los libros de dominio público son nuestras puertas hacia el pasado, suponen un patrimonio histórico, cultural y de conocimientos que, a menudo, resulta difícil de descubrir.

Todas las anotaciones, marcas y otras señales en los márgenes que estén presentes en el volumen original aparecerán también en este archivo como testimonio del largo viaje que el libro ha recorrido desde el editor hasta la biblioteca y, finalmente, hasta usted.

Normas de uso

Google se enorgullece de poder colaborar con distintas bibliotecas para digitalizar los materiales de dominio público a fin de hacerlos accesibles a todo el mundo. Los libros de dominio público son patrimonio de todos, nosotros somos sus humildes guardianes. No obstante, se trata de un trabajo caro. Por este motivo, y para poder ofrecer este recurso, hemos tomado medidas para evitar que se produzca un abuso por parte de terceros con fines comerciales, y hemos incluido restricciones técnicas sobre las solicitudes automatizadas.

Asimismo, le pedimos que:

- + *Haga un uso exclusivamente no comercial de estos archivos* Hemos diseñado la Búsqueda de libros de Google para el uso de particulares; como tal, le pedimos que utilice estos archivos con fines personales, y no comerciales.
- + *No envíe solicitudes automatizadas* Por favor, no envíe solicitudes automatizadas de ningún tipo al sistema de Google. Si está llevando a cabo una investigación sobre traducción automática, reconocimiento óptico de caracteres u otros campos para los que resulte útil disfrutar de acceso a una gran cantidad de texto, por favor, envíenos un mensaje. Fomentamos el uso de materiales de dominio público con estos propósitos y seguro que podremos ayudarle.
- + *Conserve la atribución* La filigrana de Google que verá en todos los archivos es fundamental para informar a los usuarios sobre este proyecto y ayudarles a encontrar materiales adicionales en la Búsqueda de libros de Google. Por favor, no la elimine.
- + *Manténgase siempre dentro de la legalidad* Sea cual sea el uso que haga de estos materiales, recuerde que es responsable de asegurarse de que todo lo que hace es legal. No dé por sentado que, por el hecho de que una obra se considere de dominio público para los usuarios de los Estados Unidos, lo será también para los usuarios de otros países. La legislación sobre derechos de autor varía de un país a otro, y no podemos facilitar información sobre si está permitido un uso específico de algún libro. Por favor, no suponga que la aparición de un libro en nuestro programa significa que se puede utilizar de igual manera en todo el mundo. La responsabilidad ante la infracción de los derechos de autor puede ser muy grave.

Acerca de la Búsqueda de libros de Google

El objetivo de Google consiste en organizar información procedente de todo el mundo y hacerla accesible y útil de forma universal. El programa de Búsqueda de libros de Google ayuda a los lectores a descubrir los libros de todo el mundo a la vez que ayuda a autores y editores a llegar a nuevas audiencias. Podrá realizar búsquedas en el texto completo de este libro en la web, en la página <http://books.google.com>



A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

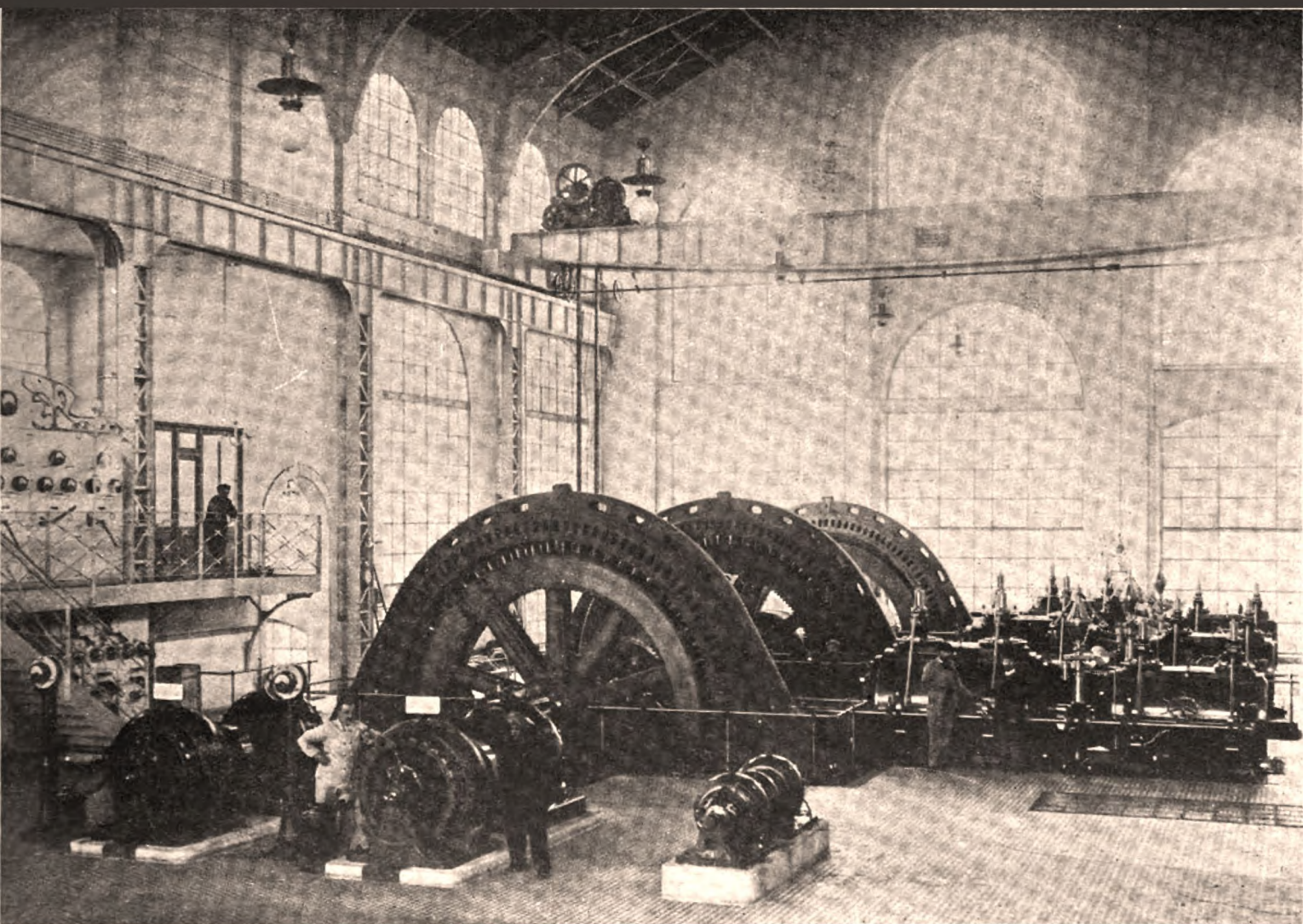
Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

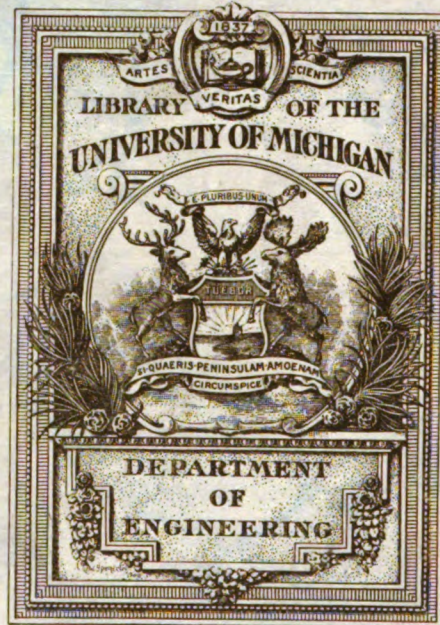
- + *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.
- + *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.
- + *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.
- + *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

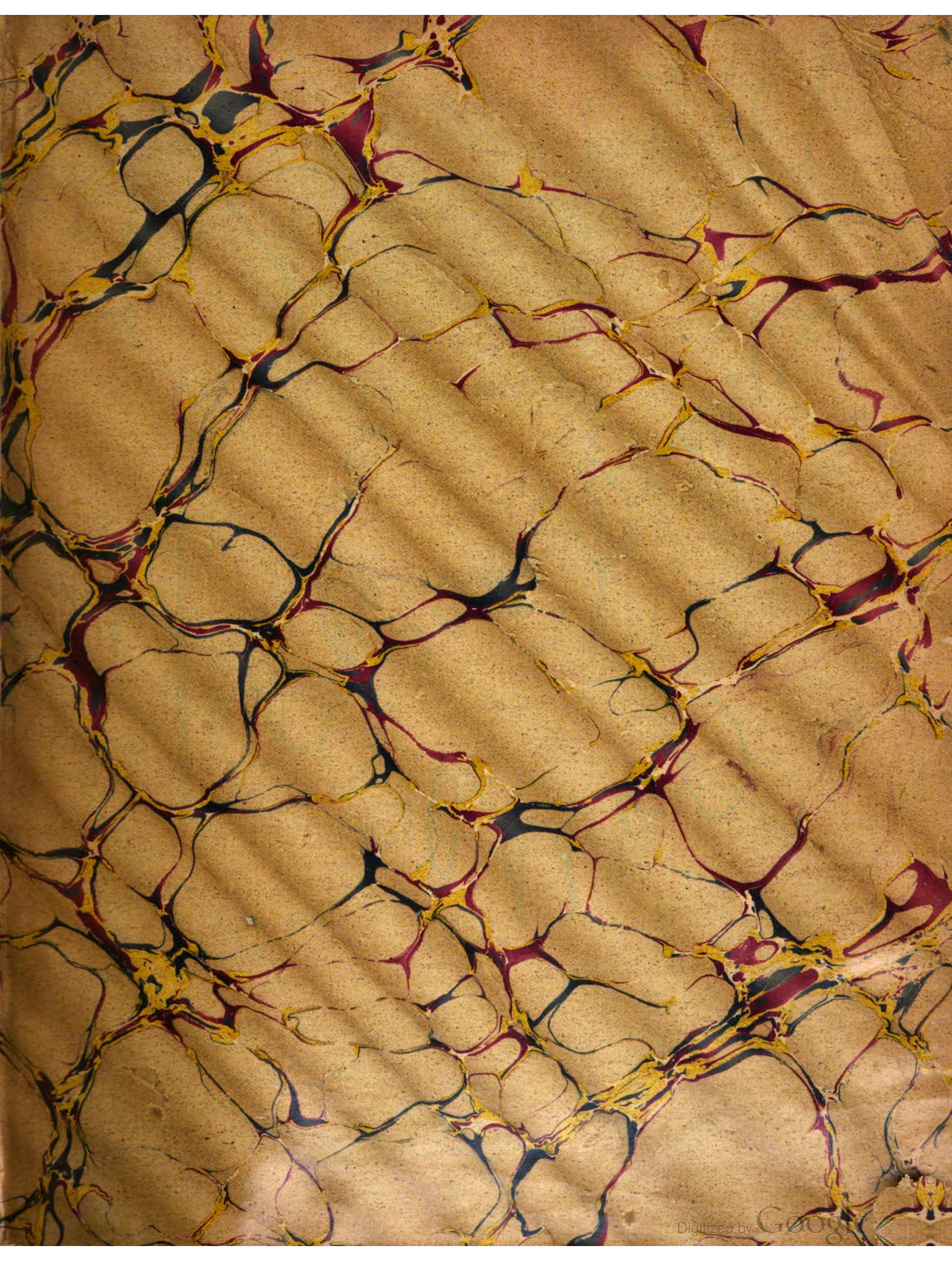
En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse <http://books.google.com>

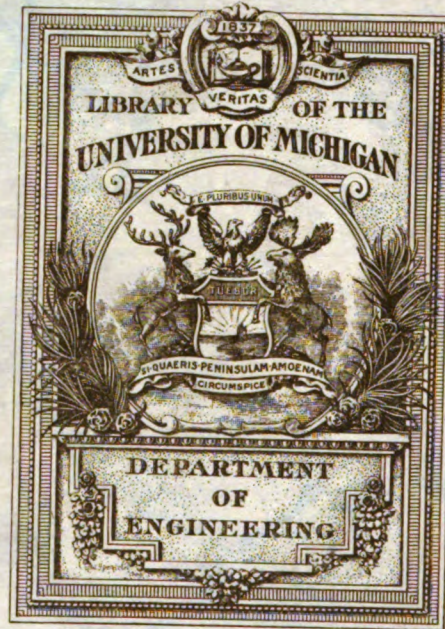


La Lumière électrique

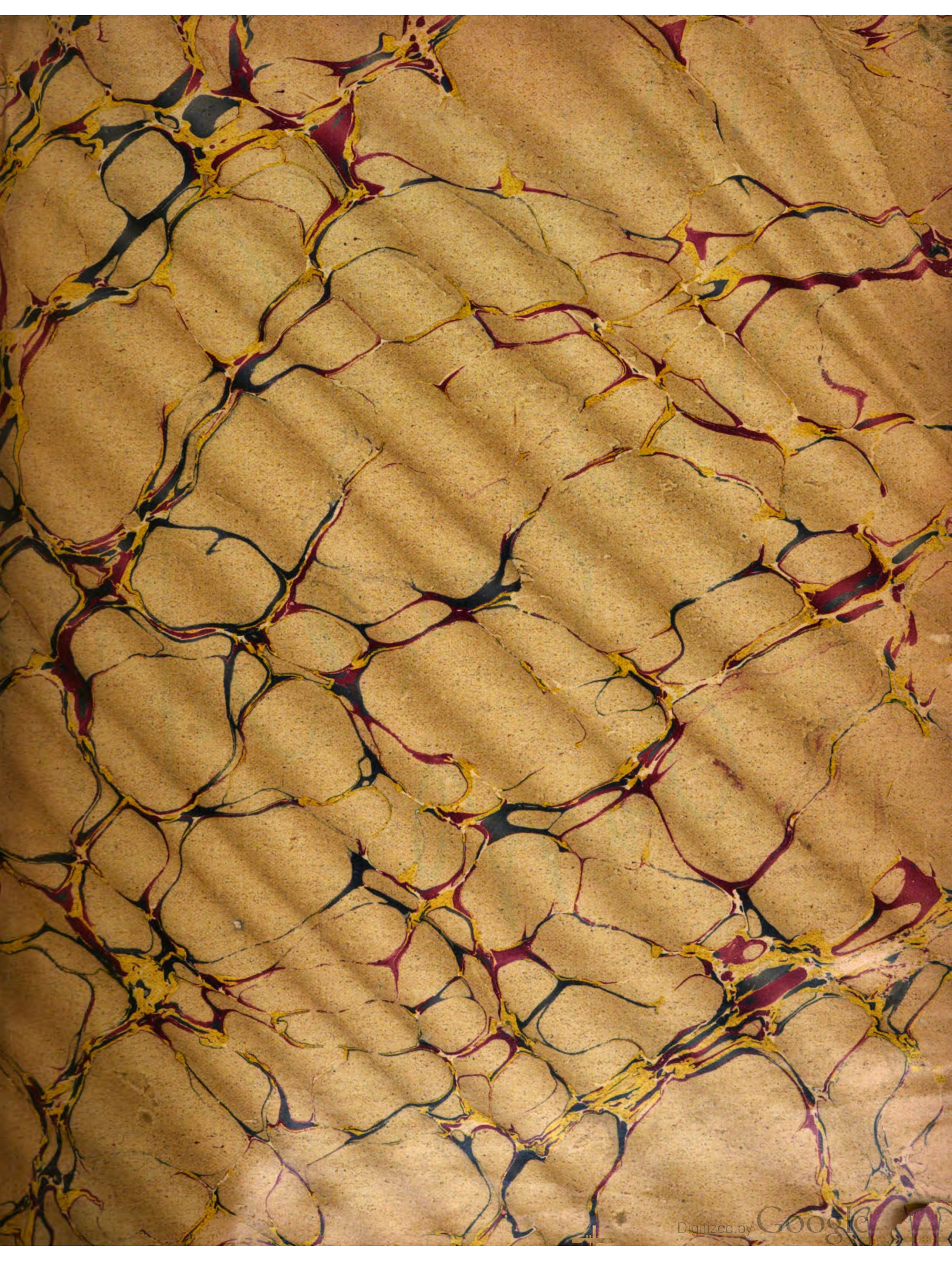


Returned to General Library





Returned to General Library



TK
2
L95

MS, V. 39

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL

PROFESSEUR AU COLLÈGE DE FRANCE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

A. BLONDEL

INGÉNIEUR DES PONTS ET CHAUSSÉES,
PROFESSEUR A L'ÉCOLE DES PONTS
ET CHAUSSÉES.

ÉRIC GÉRARD

DIRECTEUR DE L'INSTITUT
ÉLECTROTECHNIQUE MONTEFIORE.

G. LIPPMANN

PROFESSEUR A LA SORBONNE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

D. MONNIER

PROFESSEUR A L'ÉCOLE CENTRALE
DES ARTS ET MANUFACTURES.

H. POINCARÉ

PROFESSEUR A LA SORBONNE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

A. POTIER

PROFESSEUR A L'ÉCOLE DES MINES,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

A. WITZ

INGÉNIEUR DES ARTS ET MANUFACTURES,
PROFESSEUR A LA FACULTÉ LIBRE DES SCIENCES DE LILLE.

TOME XXXIX

2^e TRIMESTRE 1904

ADMINISTRATION ET RÉDACTION

40, RUE DES ÉCOLES, 40

PARIS V^e

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — Eric GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

LA RADIOACTIVITE DE LA MATIÈRE

La propriété que possèdent certains corps d'émettre spontanément un rayonnement invisible et pénétrant était ignorée au début de l'année 1896. Depuis huit ans de nombreux savants se sont attachés à l'étude de l'activité radiante de la matière et l'ensemble des phénomènes qu'ils ont découverts constitue aujourd'hui une branche scientifique nouvelle ; mais la cause première de la radioactivité reste encore une énigme.

I. — DÉCOUVERTE DE LA RADIOACTIVITÉ DE L'URANIUM. — PREMIÈRES EXPÉRIENCES. RAYONNEMENT DE L'URANIUM.

Le jour même où l'on connut à l'Académie des Sciences les premières radiographies envoyées par M. Röntgen, M. Henri Becquerel, frappé de ce fait que l'origine du rayonnement est la tache lumineuse de la paroi du tube de Crookes qui reçoit le flux cathodique, pensa à rechercher si tout corps phosphorescent n'émettrait pas de semblables rayons.

Parmi les corps phosphorescents, les sels d'uranium se recommandaient spécialement aux investigations : ils semblent, en effet, posséder une constitution moléculaire particulièrement simple révélée par la série harmonique des bandes qui composent leurs spectres d'absorption et de phosphorescence.

Les premières expériences faites avec les sels d'uranium mirent en évidence le fait nouveau d'une production d'énergie en apparence *spontanée*, c'est-à-dire *sans cause connue*. Les substances phosphorescentes autres que les composés de l'uranium n'ont donné aucun

Note de la Rédaction. — Dans notre dernier numéro, nous avons publié à cette place une théorie de M. J. Hettinger, sur la télégraphie sans fil. Cette théorie, absolument personnelle à son auteur, n'engage en rien la Direction du Journal.

résultat semblable, et nous verrons que le phénomène n'est pas dû, comme on pouvait le penser d'abord, à une manifestation du mouvement vibratoire qui donne naissance à la phosphorescence, mais à une propriété *atomique* observée jusqu'ici dans quelques corps, parmi lesquels se trouve l'uranium.

Une plaque photographique fut enveloppée de papier noir ou entourée d'aluminium ; sur cette enveloppe on déposa des lamelles de sulfate double d'uranium et de potassium et le tout fut exposé pendant plusieurs heures à la lumière (ce que l'on reconnut bientôt être inutile). On développa la plaque et on vit apparaître les silhouettes des lames cristallines. En interposant une lame mince de verre de 0,10 mm d'épaisseur ou une lamelle de mica, afin d'arrêter tout phénomène dû à une vapeur, le résultat fut le même avec une impression un peu plus faible ⁽¹⁾.

Les sels d'uranium émettent donc des rayons qui impressionnent la plaque photographique au travers du papier noir et de divers écrans. Dans ces expériences, on avait cru nécessaire d'exposer à la lumière les lamelles de sel d'uranium afin de les soumettre à une excitation continue. On reconnut bientôt que l'émission est indépendante de toute excitation lumineuse : en effet dans l'obscurité les résultats obtenus étaient aussi intenses. Comme la durée de persistance des radiations que les sels d'uranium émettent par phosphorescence ne dépasse pas un centième de seconde, le phénomène ne pouvait être attribué à ces radiations ⁽²⁾.

On a observé plus tard, il est vrai, que certains sels d'uranium sont rendus *spontanément lumineux* par leur propre rayonnement, mais cette phosphorescence, très faible d'ailleurs, est, comme nous le verrons plus loin, l'effet et non la cause du rayonnement nouveau.

Une croix de cuivre de 0,10 mm d'épaisseur interposée entre la lamelle du sel d'uranium et l'enveloppe en aluminium a donné une silhouette de la croix en plus clair (fig. 1), mais avec une teinte indiquant cependant que les radiations ont traversé le cuivre. La figure 2 représente la radiographie d'une médaille en aluminium.

On pouvait supposer que la cause du phénomène était un emmagasinement d'énergie dû à une longue exposition à la lumière diffuse et qui alors devait s'affaiblir avec le temps. Pour élucider ce point on fit, à des époques de plus en plus espacées, de nouvelles expériences avec des substances constamment maintenues dans l'obscurité et placées à l'intérieur d'une double boîte de plomb épais, de manière à arrêter tout rayonnement extérieur. La dernière épreuve date du 30 mars 1903 : la première et la dernière photographie, faites à sept ans d'intervalle dans les mêmes conditions ont donné des impressions aussi intenses sans que les matières actives aient été retirées de la boîte de plomb (le changement de plaque se faisait à l'intérieur de celle-ci sans toucher aux substances) et sans que la boîte soit sortie de l'obscurité. On reconnut encore que l'émission est indépendante de toute excitation électrique ou thermique. On se trouvait donc en présence d'un phénomène spontané d'un ordre nouveau.

Les rayons de l'uranium ne se réfléchissent pas et ne se réfractent pas comme la lumière ; parmi les expériences qui prouvent ce fait, nous citerons la suivante ⁽³⁾. Entre deux lames de verre de même épaisseur, on tassa de la poudre de verre obtenue en pulvérisant un fragment du même verre. Dans ces conditions, la bande de verre pulvérisé apparaît comme opaque à la lumière ordinaire. Or la bande de verre s'est montrée notablement plus transparente pour les radiations uraniques que les lames de verre voisines, parce que

(1) Henri BECQUEREL. *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXII, p. 420, 24 février 1896.

(2) Henri BECQUEREL. *Id.*, *ibid.*, p. 501, 2 mars 1896.

(3) Henri BECQUEREL. *Id.*, *ibid.*, p. 766, 30 mars 1896.

la quantité de matière traversée est moindre dans la matière pulvérisée. On doit en conclure que la transmission a eu lieu sans réflexion ni réfraction.

Dès le début des recherches, on découvrit que le rayonnement de l'uranium décharge à distance les corps électrisés ⁽¹⁾. Ce phénomène fondamental a constitué la méthode la plus employée pour l'étude du rayonnement; en effet, tandis que la méthode photographique est qualitative, la méthode électrique donne des indications numériques qu'on est convenu de prendre pour mesure de l'intensité du rayonnement. Le premier appareil qui ait servi à ces observations est un électroscope à feuilles d'or. Si l'on dispose près de la boule de l'électroscope un fragment d'un sel d'uranium, on constate que l'appareil se décharge. La vitesse de rapprochement des feuilles d'or est la même que le sel ait été ou non soumis

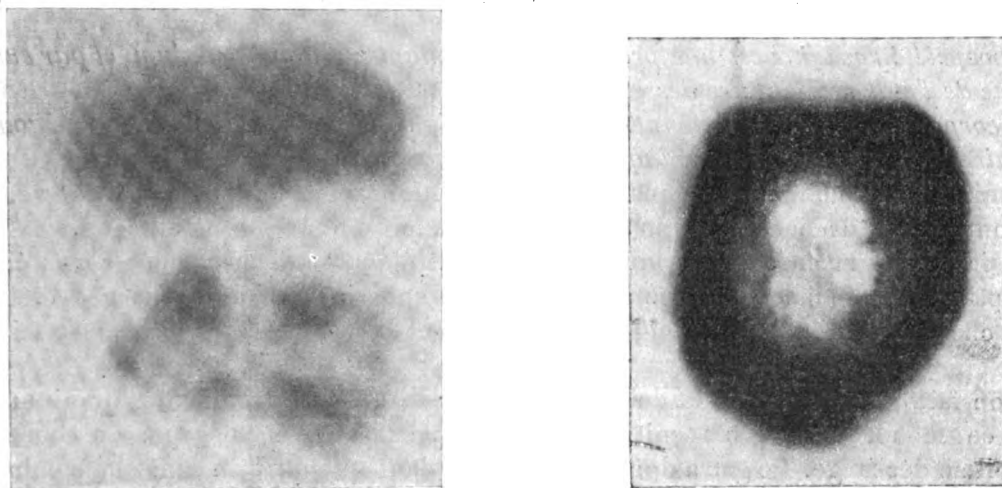


Fig. 1 et 2.

à une excitation préalable. On a reconnu aussi par cette méthode que le rayonnement ne s'affaiblit pas avec le temps.

Les deux méthodes électrique et photographique ont permis de reconnaître que tous les sels d'uranium, qu'ils soient fluorescents comme les sels uraniques ou qu'ils ne le soient pas comme les sels uraneux, émettent des radiations de même nature et ont des propriétés radiantes à peu près également intenses, permanentes et insensibles à toute action extérieure. Les corps contenant de l'uranium ont, dans les premières recherches, seuls montré cette émission.

On fut donc conduit à penser que l'activité radiante était non pas une propriété liée; comme la phosphorescence, à un état particulier physique ou chimique de la substance, mais une propriété *atomique* appartenant à l'*élément uranium* et que par conséquent l'uranium métallique devait être plus actif que ses composés ⁽²⁾. Les expériences faites avec quelques échantillons d'uranium métallique ont montré que le métal est environ trois fois et demie (3,66) plus actif que le sulfate double d'uranium et de potassium employé dans les premières expériences.

Quand l'uranium ou l'un de ses composés est recouvert d'une petite cloche de verre ou

⁽¹⁾ Henri BECQUEREL. *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXII, p. 559 et 689, 9 et 23 mars 1896; p. 762, 30 mars 1896.

⁽²⁾ Henri BECQUEREL. *Id.*, t. CXXII, p. 1086, 18 mars 1896.

d'un miroir métallique et posé sur une plaque photographique, l'aire de la projection du contour de la cloche ou du miroir est impressionnée par des rayons qui paraissent issus de ceux-ci. Ce phénomène n'est pas dû à une réflexion, mais à un effet secondaire de même nature que l'effet découvert à la même époque (juillet 1897) par M. Sagnac pour les rayons X. Tout corps placé dans le voisinage d'un composé de l'uranium impressionne lui-même une plaque photographique : ce fait a été mis en évidence par plusieurs expériences dans le détail desquelles nous n'entrerons pas.

En résumé, il résulte des premières recherches la constatation des faits nouveaux suivants :
L'uranium et tous les sels de ce métal émettent un rayonnement invisible et pénétrant, qui traverse les métaux, le papier noir et les corps opaques pour la lumière et paraît spontané. Ces radiations impressionnent la plaque photographique et déchargent les corps électrisés.

La propriété radiante est une propriété appartenant à l'atome uranium, et par suite indépendante de l'état moléculaire des composés.

Les corps frappés par le rayonnement de l'uranium émettent eux-mêmes un rayonnement secondaire qui impressionne la plaque photographique.

Examinons maintenant comment les manifestations électriques dont nous venons de parler ont permis de pénétrer plus avant dans l'étude du nouveau phénomène.

Les premières mesures électriques ⁽¹⁾ ont montré que la décharge des corps électrisés se fait par l'intermédiaire des gaz ambiants. Une sphère d'uranium chargée d'électricité perd sa charge quand elle est plongée dans un gaz et la conserve si le vide est fait autour d'elle.

Si l'on fait passer un courant de gaz dans le voisinage d'un fragment d'uranium ou d'un sel de ce métal, et si l'on reçoit ensuite ce gaz sur un électroscope, on constate que l'appareil se décharge. Le gaz a donc conservé pendant quelques instants la conductibilité qui lui avait été communiquée par le rayonnement.

La radioactivité de l'uranium n'a pas paru varier entre les températures de -20° et $+100^{\circ}$; le fait que l'uranium a été fondu au four dans sa préparation prouve que cette haute température n'a pas fait perdre au métal ses propriétés radioactives, et des expériences faites ultérieurement à la température de l'air liquide ⁽²⁾ ont prouvé l'invariabilité du rayonnement quelles que soient les conditions extérieures.

On a reconnu que pour les potentiels élevés, tels que ceux qui donnent lieu à une divergence appréciable des feuilles d'or d'un électroscope, le débit d'électricité provoqué entre l'électroscope et une surface déterminée d'uranium, ou d'un sel solide de ce métal, est indépendant du potentiel.

Dans ces expériences le débit de la petite sphère d'uranium employé a été évalué à $2,6 \cdot 10^{-13}$ ampères par centimètre carré de surface radiante, nombre qui concorde avec les résultats obtenus ultérieurement par M^{me} Curie.

Le courant qui s'établit dans l'air sous l'action de l'uranium est plus affaibli par divers écrans (papier, aluminium) que le courant provoqué par le sulfate double d'uranium et de potassium. Ce phénomène a été la première indication de l'hétérogénéité du rayonnement émis par l'uranium. Nous reviendrons sur ce point lorsque nous analyserons le rayonnement des divers corps radioactifs.

⁽¹⁾ Henri BECQUEREL. *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXIII, p. 856, 23 novembre 1896 ; t. CXXIV, p. 438, 1^{er} mars 1897 ; p. 800, 12 avril 1897.

⁽²⁾ Henri BECQUEREL. *Id.*, t. CXXIII, p. 199, 22 juillet 1901 et p. 950, 9 décembre 1901.

Ces expériences ont été étendues par divers observateurs, principalement par M. Rutherford ⁽¹⁾. On mesurait le courant qui s'établit entre deux disques métalliques parallèles dont l'un est isolé et relié à un électromètre et l'autre, recouvert d'une couche d'oxyde d'uranium, est maintenu par une pile à un potentiel pouvant s'élever à plusieurs centaines de volts. Nous ne pouvons examiner ici en détail le mémoire de M. Rutherford : les principaux résultats sont les suivants : M. Rutherford vérifia les conclusions énoncées plus haut et appela *courant de saturation*, la valeur constante vers laquelle tend le courant lorsque la différence de potentiel croît entre les deux plateaux.

La théorie de l'ionisation des gaz semble rendre compte des faits observés et le mécanisme paraît être le même que dans le cas des rayons X. Les ions, multiples ou sous-multiples de l'atome, transportant des charges positives ou négatives, tendent à se recombiner entre eux. Le nombre d'ions libérés par seconde est considéré comme proportionnel à l'intensité de la radiation active et à la pression du gaz.

Il résulte de cette hypothèse que si une masse de gaz ionisé est comprise entre deux plateaux maintenus à des potentiels différents, il s'établit entre les plateaux un courant produit par les ions qui viennent se fixer sur le plateau dont la charge est de signe contraire à la leur et sur lequel ils se déchargent. Ce courant doit augmenter avec le nombre des ions libérés et on atteint le courant limite de saturation lorsque le champ électrique est assez fort pour que tous les ions libérés soient entraînés sur les plateaux avant d'avoir eu le temps de se recombiner. Si les vitesses des ions positifs et des ions négatifs sont inégales, le gaz doit être chargé et la présence des charges doit produire une perturbation dans le champ électrique.

En faisant passer, normalement au champ électrique, un courant d'air de vitesse connue dans l'espace annulaire compris entre deux cylindres concentriques, dont l'un est à un potentiel connu et l'autre à la terre, on peut, en évaluant la diminution du courant par rapport au courant observé quand l'air est au repos, comparer les vitesses dues à l'ionisation produite soit par les rayons de l'uranium soit par les rayons X. Les vitesses des ions ont été trouvées les mêmes dans les deux cas. La vitesse des ions négatifs est plus grande que celle des ions positifs.

M. Rutherford a donc identifié les effets produits dans les gaz par le rayonnement de l'uranium avec les effets d'ionisation produits par les rayons X.

Le même auteur étudia encore l'absorption des rayons de l'uranium par des épaisseurs progressivement croissantes de métaux en feuilles minces superposées. Il conclut de ses recherches que le rayonnement de l'uranium contient une partie extrêmement absorbable et une autre partie beaucoup plus pénétrante : il a donné à la première le nom de rayons α , mais il ne faut pas confondre cette partie du rayonnement avec les rayons que l'on désigne maintenant en général sous le même nom de rayons α et que nous retrouverons dans l'analyse des rayons émis par le thorium, le polonium et le radium. M. Rutherford a attribué le rayonnement absorbable à un phénomène secondaire produit par le rayonnement de l'uranium.

(A suivre.)

Jean BECQUEREL.

(1) RUTHERFORD. *Phil. Mag.*, n° 284, p. 109, janvier 1899.

NOTE SUR UN DISJONCTEUR A ACTION DIFFÉRÉE ⁽¹⁾

Le but de cet appareil est de protéger les circuits électriques contre les élévations de courant dangereuses par leur durée et leur intensité, tout en évitant les ruptures intempestives dues à des élévations de courant inoffensives.

Son principe est le suivant : le flux qui traverse l'électro de commande de l'interrupteur

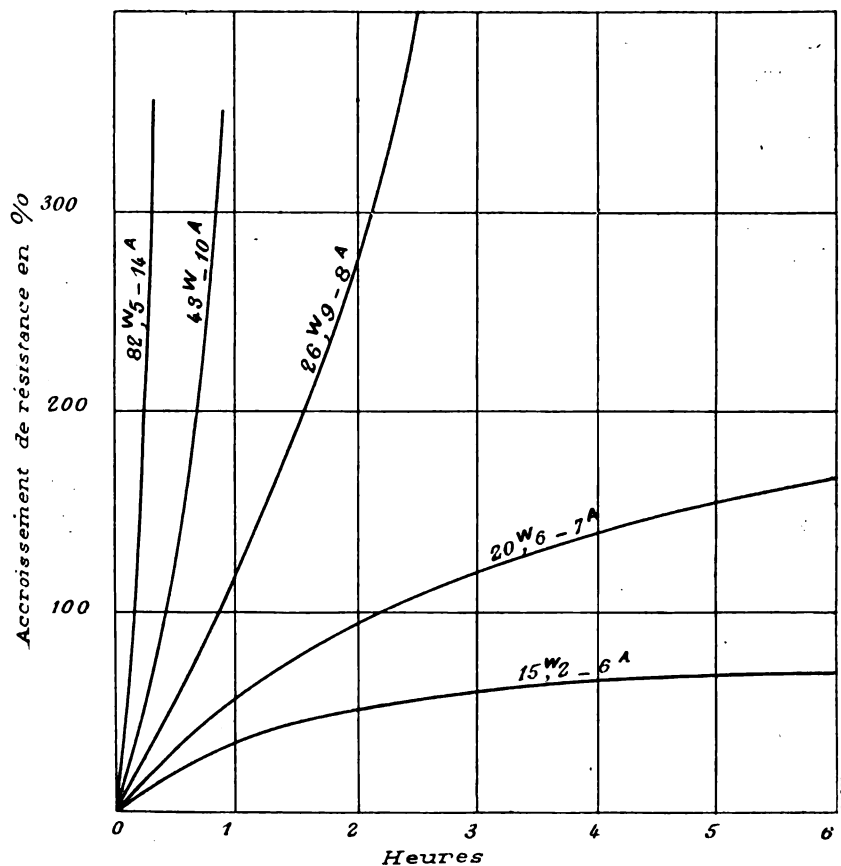


Fig. 1.

dépend, non plus uniquement de l'intensité du courant de travail, mais des conditions thermiques du circuit.

Ce résultat est obtenu par l'adjonction à la bobine du disjoncteur d'une résistance variable en fonction de l'état thermique du circuit à protéger ; la variation de cette résistance produit dans la bobine une variation de courant qui est également fonction de l'état de ce circuit.

La résistance variable est constituée par un métal à coefficient de température élevé, tel que le fer ou le nickel, soumis à l'action calorifique du courant de travail et placé dans des conditions convenables de température, de capacité calorifique et de rayonnement.

⁽¹⁾ Nous avons appris au cours de nos recherches que le principe de cet appareil n'est pas nouveau ; il a été énoncé succinctement dans un entrefilet de l'Industrie Electrique, du 10 novembre 1900.

On peut employer, suivant les résultats à atteindre, différents dispositifs :

I. La bobine magnétique et la résistance variable placées en parallèle sont mises en série sur le circuit à protéger, la résistance variable étant chauffée, soit directement par effet Joule, soit indirectement par une résistance traversée par le courant total ; cette dernière disposition rend plus lent l'échauffement de la résistance variable aux fortes intensités, à cause du retard dû à la transmission de la chaleur et par suite a pour effet d'augmenter la capacité de surcharge de l'appareil.

II. La bobine magnétique et la résistance variable sont soumises à une différence de potentiel constante, par exemple la différence de potentiel de la distribution, la résistance variable étant placée soit en parallèle, soit en série avec la bobine du disjoncteur ; dans ce dernier cas, le disjoncteur employé sera un appareil à minima ; la résistance variable est chauffée par une résistance parcourue par le courant total. La rupture du courant a alors lieu à température constante du circuit quelle que soit l'intensité du courant.

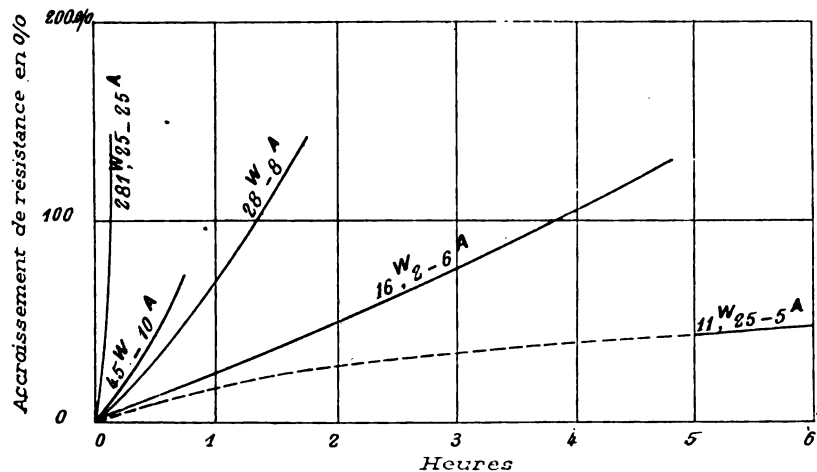


Fig. 2.

III. On peut enfin combiner ces différents dispositifs entre eux ou avec un enroulement ordinaire et réaliser ainsi une sorte de compoundage. Un compoundage soustractif parcouru par le courant total, aura pour effet d'écarter les limites de fonctionnement de l'appareil ; c'est-à-dire d'augmenter la différence entre le courant pouvant passer constamment dans l'appareil et le courant produisant le déclenchement instantané.

Nous décrirons, à titre d'exemple, un disjoncteur calculé pour un cas particulier de la pratique ; mais nous donnerons auparavant quelques résultats d'essais faits au Laboratoire central d'Électricité sur des résistances en fer soumises à de hautes températures.

Ces résistances étaient constituées par des boudins en fil de fer pur, ayant un coefficient de température d'environ 0,005 à 100°, enfermés dans des enveloppes calorifuges.

Les figures 1 et 2 donnent les courbes d'augmentation de résistivité en fonction du temps de deux de ces résistances pour différentes puissances initiales consommées.

La première (fig. 1) était constituée par un boudin en fil de fer de 1 mm de diamètre, de 2 m de longueur, comprenant 20 spires de 30 mm de diamètre environ et présentant une résistance de 0,42 à 20°. Elle était contenue dans un tube en terre cuite de 200 mm de longueur, 35 mm de diamètre intérieur et 8 mm d'épaisseur rempli de sable, fermé par 2 bouchons en terre et enveloppé de 5 mm de carton d'amiante.

La deuxième (fig. 2) était constituée par 5 boudins concentriques de 30 spires chacun,

en fil de 3 mm de diamètre ; le diamètre des spires variait de 20 mm à 68 mm. Ces boudins reliés en série présentaient une résistance de 0,45. Ils étaient isolés entre eux par des feuilles de mica et renfermés dans une boîte en fer blanc de 150 mm de diamètre et 350 mm de hauteur, couverte de 5 mm de carton d'amiante et remplie de terre d'infusoire (kiesselgühr).

Le disjoncteur que nous allons décrire a été étudié pour protéger un moteur laissé sans

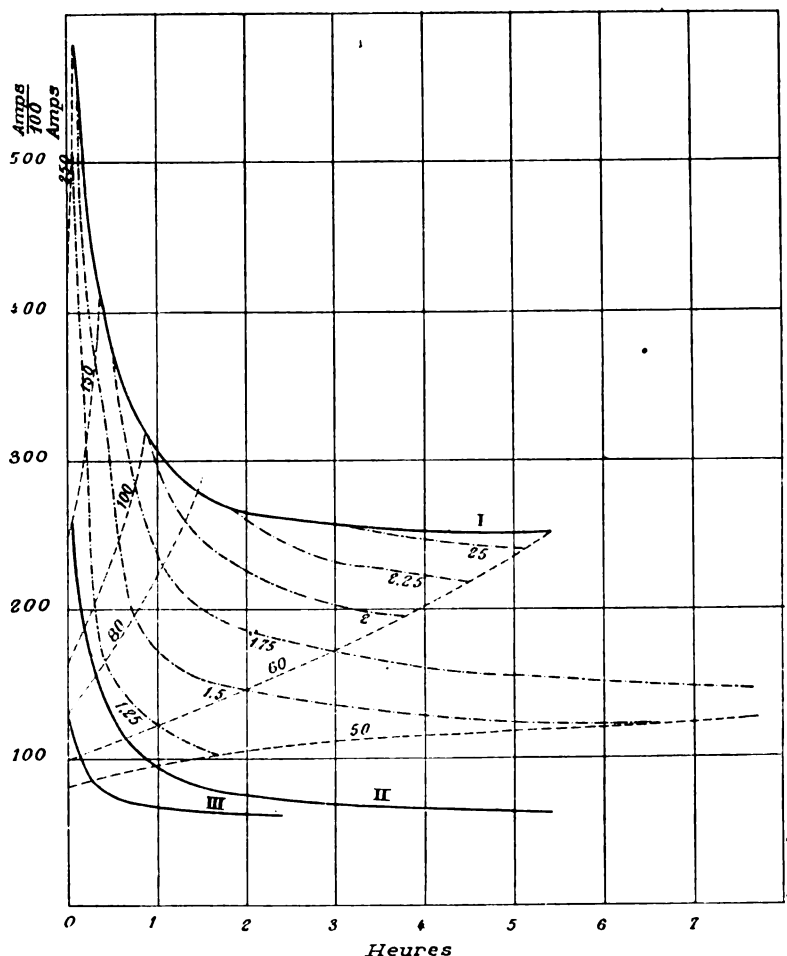


Fig. 3.

surveillance et ayant à accomplir un travail très variable, tel que serait un moteur attelé à une transmission d'atelier. Cet appareil laissera passer constamment le courant normal de 50 ampères, déclenchera au bout d'un temps plus ou moins long, si il est parcouru par des courants supérieurs et coupera instantanément le circuit si le courant atteint 125 ampères.

Il est placé en série sur le circuit et comporte une bobine à fil fin shuntée par une résistance variable et un compoundage soustractif.

La résistance variable présente les constantes de fonctionnement définies par la figure 2 ; elle a seulement une résistance 100 fois plus faible que la résistance précédemment décrite et est calculée pour un courant 10 fois plus fort.

La bobine à fil fin comporte 200 tours, le rapport de sa résistance à celle de la résistance variable à froid est 60.

Le compoundage comporte 3 tours.

L'électro de commande du disjoncteur est réglé pour fonctionner à 300 ampères-tours.

La figure 3 donne les caractéristiques de fonctionnement de l'appareil déduites des données précédentes et de celles fournies par la figure 2.

Les courbes ---- donnent les variations du courant dans la bobine à fil fin en $\frac{\text{Amp.}}{100}$ en fonction du temps pour des courants constants de 50, 60, 80, 100, 150, 250 ampères circulant dans le circuit total.

Les courbes — . — . — . réunissent les points des courbes de courant pour lesquels la résistance variable a même valeur. Ce sont en quelque sorte des courbes isothermes. Elles ont été tracées pour des valeurs de la résistance variable égales à 1,25, 1,5, 1,75, 2, 2,25, 2,5 fois la valeur de cette résistance à froid.

La courbe I réunit les points des courbes de courant pour lesquels le courant dans la bobine à fil fin atteint la valeur correspondante au déclenchement de l'appareil.

La courbe II fournit les temps mis par l'appareil à déclancher lorsque, étant froid, il reçoit un courant constant (porté en ordonnées en ampères).

La courbe III fournit les mêmes résultats, l'appareil étant pris à sa température de marche normale (50 ampères); cette température correspond à la ligne isotherme 1,75. C'est la courbe de fonctionnement de l'appareil. Elle montre que, étant au régime normal, il supportera 60 ampères pendant 2 h 25 m ou 80 ampères pendant 20 minutes ou 100 ampères pendant 10 minutes et déclanchera instantanément pour 125 ampères empêchant ainsi tout échauffement ou allure dangereuse.

Un régime de courants variables quelconque peut d'ailleurs être facilement étudié en suivant sur le diagramme de fonctionnement la succession des courbes de courant et des courbes isothermes correspondantes jusqu'à arriver sur la courbe de déclenchement. Ces courbes montrent également le fonctionnement de l'appareil après un déclenchement : celui-ci, immédiatement refermé, laissera passer toutes les intensités inférieures à celles ayant produit le déclenchement, tandis qu'il ne supportera les intensités supérieures qu'après un refroidissement suffisant.

On a reproduit sur la figure 4 les courbes II et III en y juxtaposant les points obtenus par expérience sur un disjoncteur présentant les mêmes conditions de fonctionnement que celui décrit, mais établi pour un courant 10 fois plus faible.

L'appareil décrit consomme peu de puissance, 12 watts environ en régime normal, soit moins de 0,25 p. 100 de la puissance du moteur en supposant une distribution à 110 volts.

Il est possible de faire varier ses constantes de fonctionnement :

1° Par réglage, au moyen de poids ou de ressorts, des ampères-tours faisant fonctionner l'électro.

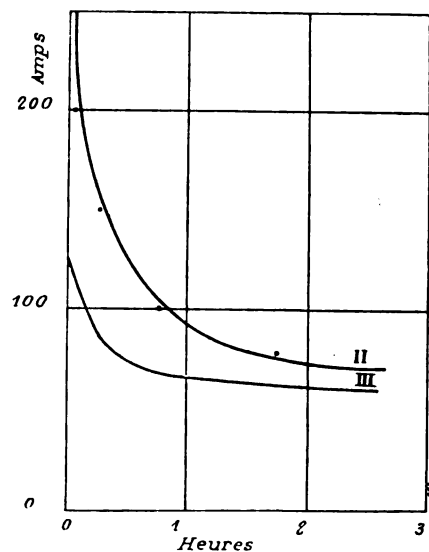


Fig. 4.

2° Par réglage du rapport de la résistance variable à celle de la bobine à fil fin à l'aide d'un rhéostat en série avec cette dernière.

3° Par réglage du compoundage par variation du nombre de tours ou dérivation d'une partie du courant.

Il importe pour la durée de l'appareil d'éviter l'action oxydante de l'air sur la résistance variable, soit en employant pour la constituer un métal non oxydable, soit en la mettant à l'abri de l'air.

Il importe également de ne pas utiliser de températures de fonctionnement trop élevées ; dans l'appareil décrit, la résistance a, en régime normal, une température d'environ 150° au-dessus de l'ambiante et dépasse rarement une température de 250°.

Il semble qu'on puisse, en utilisant ces principes, réaliser des appareils simples et capables de protéger efficacement un circuit.

M. BRÜLL.

NOTE SUR QUELQUES INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES MINIÈRES

Depuis la démonstration faite à l'Exposition électrotechnique de Francfort, en 1891, de la possibilité pratique d'appliquer l'électricité aux mines, ce nouveau domaine s'est rapidement étendu, grâce à l'activité et à la persévérance de diverses sociétés d'électricité.

La possibilité de transporter de grandes quantités d'énergie à de grandes distances, avec des pertes minimales et d'une manière très simple, est assurément, dans les mines, d'une importance capitale, puisque les machines d'exploitation sont très dispersées, très distantes de la centrale et en partie sous terre. Or, ce transport ne peut mieux se faire que par l'électricité.

Ce n'est pas qu'elle ne se trouve en concurrence avec d'autres agents : les tiges, la vapeur, l'eau sous pression, l'air comprimé lui disputent encore la place pour la commande des machines établies sous terre.

Les tiges se voient encore dans les anciennes installations d'exhaure commandées par une machine à vapeur établie à la surface. Si l'on considère la dépense de force nécessaire, à chaque coup de piston, pour mettre en mouvement la masse des tiges, les pertes d'énergie qui se produisent dans une telle machine, la dépense qu'occasionne l'acquisition d'un appareil aussi considérable, on se rend compte de la supériorité des machines modernes qui, travaillant sous terre, peuvent être infiniment plus simples et moins coûteuses.

De bonne heure, on pensa à remplacer les tiges par des machines à vapeur souterraines reliées par des conduites aux chaudières établies sur le carreau de la mine. Les grandes pertes de chaleur, la difficulté de l'étanchéage, le danger de la chaleur humide pour la santé du personnel et la conservation du cuvelage, tels sont les inconvénients principaux de cette méthode.

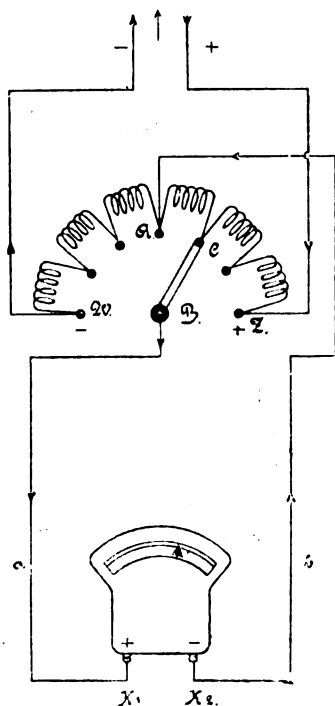


Fig. 1. — Schéma du signalateur.

Un progrès important fut fait le jour où l'on eut recours à l'eau sous pression et à l'air comprimé. Mais ces méthodes ne sont pas exemptes de défauts ; le mauvais rendement dû aux pertes dans les conduites et au caractère peu économique des moteurs, n'est pas le moins grave. Il faut y ajouter le coût des conduites, la difficulté de leur placement et de leur entretien ; aussi peut-on comprendre que l'on ait cherché dans l'électricité un nouvel auxiliaire. Avec elle, en effet, aucune de ces difficultés : les conduites sont simples à placer, les pertes sont minimales, les dynamos et moteurs sont faciles à desservir, leur rendement est élevé et leur fonctionnement sûr et régulier ; elle convient à la commande de toute la machinerie minière.

Outre les machines d'exhaure, beaucoup d'autres machines de grande ou de petite puissance doivent être actionnées dans la fosse : machines d'abattage, machines de transport, machines d'extraction. Sur le carreau de la mine, il y a à actionner les ventilateurs généraux, les machines de préparation et de triage, les élévateurs, les funiculaires, les tabliers roulants, les plates-formes, etc., etc.

La commande électrique convient mieux que toute autre méthode à l'actionnement de toutes ces machines. Son emploi est caractérisé par l'économie de l'exploitation, par la facilité de la manœuvre, par la simplicité du service.

De plus, l'électricité trouve dans les mines une application remarquable dans les machines à faible courant : les explosifs, les télégraphes miniers, les indicateurs de vitesse, de profondeur, etc.

Citons, enfin, l'éclairage électrique qui commence à s'introduire dans les mines, mais est susceptible d'une extension beaucoup plus considérable, ne fût-ce que pour l'éclairage des parties souterraines.

Les conditions spéciales où l'on se trouve dans les mines ont nécessité des constructions spéciales répondant à certaines exigences : simplicité, robustesse, sûreté de fonctionnement sont parmi les principales. Il faut toutefois ajouter : nécessité d'éviter les étincelles, de pouvoir résister aux agents extérieurs, d'être impénétrable aux gaz ; toutes ces conditions ont obligé à inventer des types nouveaux de machines et, particulièrement, d'électromoteurs.

Nous avons cité, parmi les avantages de l'électricité, l'économie et l'adaptation aisée à toutes les circonstances. Ce ne sont pas les seuls. Les moteurs électriques ne nécessitent, en effet, que peu d'entretien et peu de surveillance : tout se ramène au renouvellement des matériaux de graissage, au nettoyage de quelques parties mobiles, au remplacement des balais et autres menus travaux. Cette simplicité permet, dans bien des cas, de diminuer le personnel.

On a, de plus, la faculté de placer la centrale à l'endroit le plus approprié pour l'acquisition économique des matériaux que l'on y doit consommer.

En présence d'aussi grands avantages, les directeurs des exploitations minières adoptent chaque jour davantage la commande électrique : les applications déjà nombreuses se multiplient sans cesse. Celles de la Union Elektrizitäts Gesellschaft dont nous allons nous occuper sont parmi les plus intéressantes. Elles résument, pour ainsi dire, tout ce qui a été réalisé en Europe en fait d'électricité minière. Mais un article traitant un sujet aussi vaste est forcément assez étendu. De là la nécessité, pour plus de clarté, de grouper les applications.

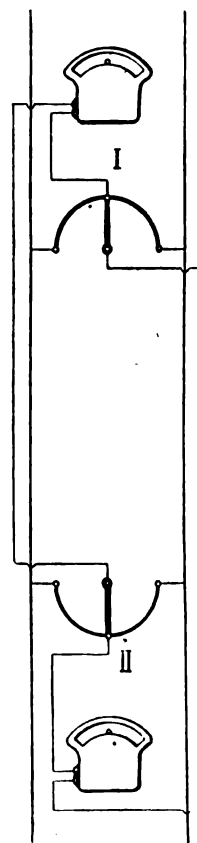


Fig. 2. — Connexions simplifiées des signalateurs.

Nous traiterons donc d'abord de celles qui ont rapport à la sécurité de la mine et du personnel, c'est-à-dire la signalation, l'exhaure et la ventilation; en second lieu, nous nous occuperons des machines d'abatage, savoir les perforatrices et les haveuses; en troisième lieu, nous étudierons le transport des matériaux extraits et nous verrons successivement les treuils de halage, les locomotives, les machines d'extraction; ensuite, nous dirons quelques mots du traitement du minerai, pour finir par la description aussi sommaire que possible de quelques installations.

Nous aborderons donc la première catégorie d'applications.

Pour communiquer entre la chambre des machines, la recette supérieure et les étages, lorsqu'il s'agit de machine d'extraction, entre la station primaire et la chambre des machines, lorsqu'il s'agit d'exhaure, et pour d'autres besoins analogues, la Union Elektricitäts Gesellschaft construit des appareils électriques de commandement à distance.

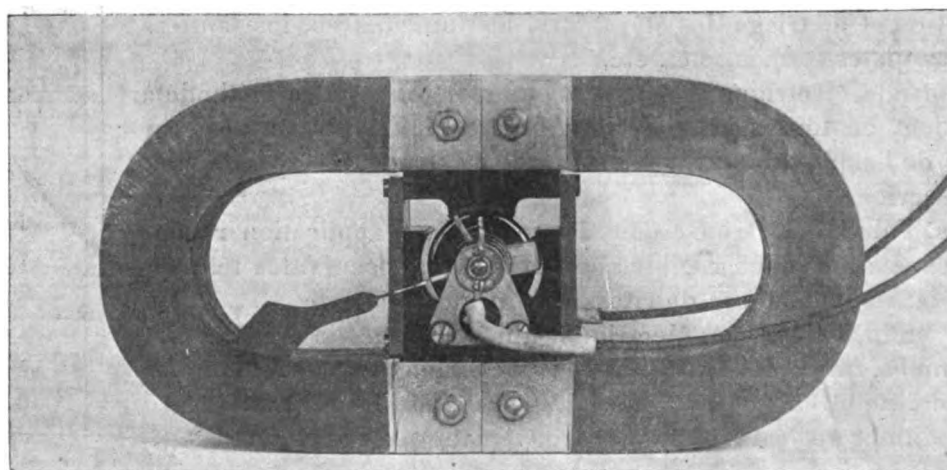


Fig. 3. — Système magnétique pour signalateur U. E. G.

La transmission d'un ordre d'une station à l'autre se fait, en général, de la manière que voici : chaque station étant pourvue d'un transmetteur et d'un récepteur, celui qui donne l'ordre place un levier adapté à l'appareil de transmission, au commandement à transmettre; ce commandement apparaît immédiatement au récepteur de la seconde station; là, l'ordre reçu est retransmis à la station d'envoi qui s'assure de cette façon que l'ordre a été reçu et bien compris.

Comme récepteur, on utilise un voltmètre dont l'échelle porte un certain nombre de commandements. En modifiant la tension d'une façon appropriée, l'aiguille se place sur les divers commandements. Ces changements de tension sont naturellement produits au transmetteur.

L'emploi du voltmètre est préféré, d'abord parce qu'il permet d'éviter les contacts qui produisent des étincelles et nécessitent des soins constants; parce que le nombre de fils nécessaires à la transmission est réduit à deux; parce que transmetteurs et récepteurs sont exempts de mécanismes; parce que les appareils indicateurs ne sont pas sous la dépendance de la vitesse de transmission; enfin, parce qu'ils peuvent être mis entre les mains d'un personnel inexpérimenté. Des dispositifs très simples permettent de diminuer si bien les erreurs dues aux variations de tension primaire, variations pouvant atteindre 40 p. 100, qu'elles sont pratiquement négligeables.

Une condition essentielle pour que les voltmètres soient utilisables pour l'application qui nous occupe, c'est que l'appareil soit apériodique, afin que l'aiguille, sans osciller, se place directement au signal voulu. Or, la suppression des oscillations dépend de la longueur de l'aiguille, du champ magnétique et de la force des ressorts. Il faut donc employer les aiguilles courtes, un champ magnétique puissant et de faibles ressorts. Mais, si on raccourcit l'aiguille, l'échelle devient trop petite et les signaux difficilement lisibles de loin. On n'est guère parvenu à éviter cet inconvénient car, si l'on allonge l'aiguille, on ne peut qu'affaiblir les ressorts, puisque l'espace dont on dispose limite forcément le nombre d'aimants que l'on peut employer. L'arrangement devient alors d'une délicatesse trop grande.

La figure 1 montre un type de signalateur. Il se compose d'un potentiomètre où l'on fait le signal et d'un voltmètre où on le reçoit. Une résistance WZ est divisée en embranchements reliés à une série de plots égaux en nombre aux signaux à transmettre. L'un des conducteurs du voltmètre aboutit à la manette B, l'autre en A milieu de la résistance WZ. Si la manette B se trouve sur le plot A, il n'y a pas de résistance intercalée dans le circuit du galvanomètre : l'aiguille reste immobile. Si l'on déplace la manette vers la droite ou la gauche, l'indicateur du voltmètre suit ce mouvement parce que les changements de tension et la direction du courant qui traverse l'instrument sont proportionnels aux changements de résistance.

La mise en circuit des appareils peut se faire de différentes façons. La figure 2 en montre une simplification. Elle a l'avantage d'équilibrer les chutes de potentiel dans les conducteurs, chutes qui diffèrent avec l'éloignement de la source. En outre, le nombre de fils de l'appareil de répétition est réduit à deux par le fait que, en dehors des conducteurs d'alimentation, il faut, pour réunir les récepteurs à leurs transmetteurs, non 4 mais 2 fils. Au point milieu des deux résistances, règne, en effet, un potentiel égal, en sorte que l'on peut relier l'une des bornes du récepteur au milieu de la résistance logée dans la même boîte, tandis que l'autre borne ne doit être reliée par la manette qu'avec la résistance de l'autre poste.

L'inconvénient inhérent aux signalateurs à voltmètres que nous avons signalé plus haut a été écarté de la façon suivante. Au moyen d'une disposition spéciale des expansions polaires (fig. 3) on a obtenu une déviation de 220° environ. On dispose donc d'un champ à signaux étendu quoique de petit diamètre.

On reproche aux signalateurs à voltmètres d'être influencés par les défauts d'isolation. On a remédié à cet inconvénient en décuplant l'intensité du courant. Le défaut d'isolation doit donc être 10 fois plus grand pour pouvoir causer des erreurs.

Les erreurs dues aux variations de tension sont écartées par l'emploi d'accumulateurs et de transformateurs à courant continu dont le fer a une section et les enroulements une disposition telle que la dynamo donne des tensions constantes et que le moteur est alimenté d'un courant dont la tension puisse vaincre de notables perturbations.

Lorsque les signalateurs sont directement actionnés par le circuit de la lumière, on

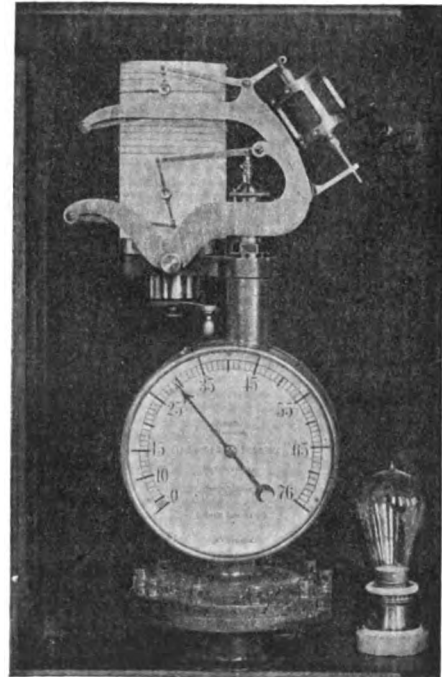


Fig. 4.

emploi des résistances en fer ou bien on intercale dans les conducteurs principaux un petit moteur-série, de façon que les différences de tensions — pouvant atteindre 40 p. 100 — sont équilibrées parce que la force contre-électromotrice du moteur modifie la tension primaire proportionnellement au nombre de tours.

L'étanchéiage des appareils est tel qu'ils peuvent fonctionner sous l'eau. L'éclairage de l'échelle se fait indirectement au moyen d'une lampe de 5 bougies. La sonnerie d'appel fonctionne au moyen d'un contact spécial.

Un commutateur automatique, destiné à éviter les erreurs pouvant provenir de commandements simultanés partant de divers endroits, ne met le récepteur en communication qu'avec l'appareil dont part le dernier commandement. Une disposition spéciale — interrupteur et récepteur en parallèle — permet de relier entre elles un nombre quelconque de stations.

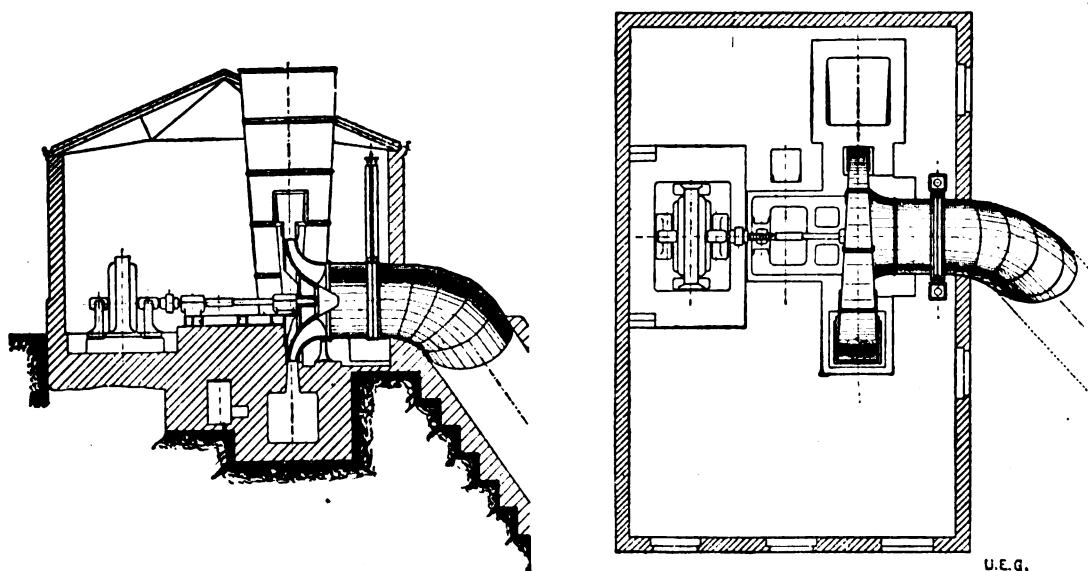


Fig. 5. — Ventilateur électrique de 250 chevaux actionné par un moteur triphasé.

Comme sonneries d'appel ou d'alarme, des appareils parfaitement étanches fonctionnent à des tensions de 6 à 110 volts. On voit aussi dans ces installations d'autres appareils électriques de signalisation : téléphones haut parleurs, indicateurs de vitesse, de niveau (fig. 4), de profondeur, compte-tours enregistreurs. Ces derniers se composent d'un générateur (magnéto) relié à l'arbre de la machine et d'un indicateur. Les aimants de la machine magnéto sont disposés de façon que la tension s'élève proportionnellement au nombre de tours. L'indicateur est un voltmètre et donne directement le nombre de tours.

Dans la première catégorie d'applications, nous avons rangé, après les signalateurs, les machines d'exhaure et les pompes.

Les petites pompes de l'exhaure secondaire ont de bonne heure été actionnées par l'électricité. Mais il fallut de longues années avant que l'on eut suffisamment confiance dans la commande électrique pour l'appliquer aux pompes de l'exhaure principale. Du bon fonctionnement de celles-ci peut en effet dépendre la sécurité d'une exploitation minière.

Pour les petites installations, le moteur à grande vitesse met en mouvement des pompes lentes au moyen de roues dentées, de courroies, etc. ; pour les grandes machines d'exhaure,

les transmissions sont évitées : on emploie des électromoteurs dont le nombre de tours est d'autant plus modéré qu'ils doivent actionner directement l'arbre des machines d'exhaure à grande vitesse. Dans ce cas, l'induit du moteur est couplé directement avec la pompe, de telle sorte que moteur et pompe ne font qu'un tout occupant peu de place et facile à vérifier.

Ces machines sont remarquables par la simplicité de leur disposition et leur faible encombrement. Les pompes que l'on peut coupler de cette façon sont, soit des pompes centrifuges, si la hauteur de refoulement est faible, soit des pompes à pistons plongeurs, s'il s'agit d'exhaure souterraine.

Pour actionner ces pompes, on emploie le courant triphasé, si le nombre de tours ne doit pas être modifié pendant la marche. Dans le cas contraire, les moteurs à courant continu ont la préférence. Ce sont des moteurs à circuit dérivé avec 2 collecteurs connectés, de façon que, lorsque les deux enroulements de l'induit sont en quantité, le moteur

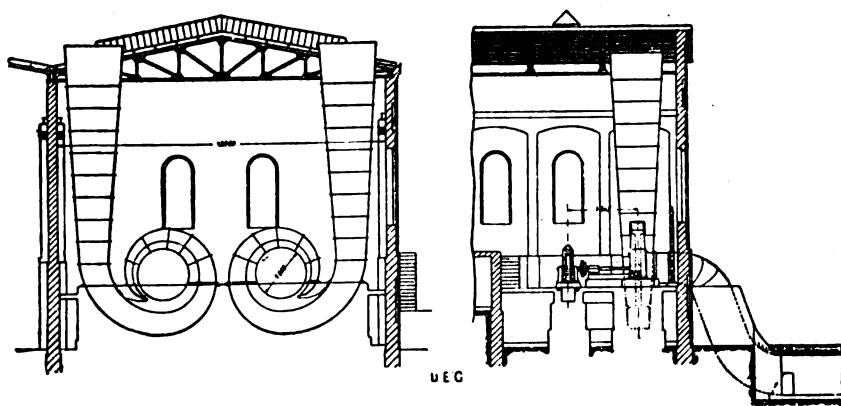


Fig. 6. — Installation d'un ventilateur de 175 HP à la Société minière de Lorraine.

acquiert une vitesse double de celle qu'il a lorsqu'ils sont en série. En réglant le champ magnétique au moyen de résistances dans le circuit dérivé, on établit les vitesses intermédiaires. Diverses formes d'exécution ont été successivement étudiées.

Le problème est plus difficile pour les machines à grand débit et à grande hauteur de refoulement. Il ne peut plus être question d'engrenages : perte d'énergie, encombrement excessif, danger de rupture sont les inconvénients prohibitifs. Le remplacement d'une roue dentée occasionnerait, pour une machine souterraine de plusieurs centaines de chevaux, des troubles et même des dangers pour l'exploitation. La transmission par câble serait plus avantageuse, mais prendrait trop de place. Le couplage direct s'impose donc et c'est cette solution qui a été adoptée. Une difficulté était à vaincre : l'incompatibilité de la vitesse du moteur et de celle de la pompe. La solution est née de l'entente des constructeurs de pompes et des électriciens, les uns augmentant, les autres diminuant la vitesse de leurs machines.

L'une des installations de ce genre, faite par la Union Elektricitäts Gesellschaft en communauté avec la firme Ehrhardt et Sehmer, donne d'excellents résultats.

Le débit de chacune des deux machines d'exhaure établies comporte $3,2 \text{ m}^3$ par minute, la hauteur de refoulement étant de 520 m. Chacune des pompes est commandée par un moteur triphasé de 500 chevaux dont le rotor agit directement sur l'arbre des pompes. Le nombre de tours est de 146 par minute ; la tension du courant triphasé est, au moteur, de 5 000 volts avec 50 périodes. Les pompes sont du type géminé à deux plongeurs. Le moteur

occupe le milieu entre les deux moitiés de pompe et, de même que celles-ci, est accessible de tous côtés. Le démarrage se fait au moyen d'un démarreur automatique qui fait sortir du circuit peu à peu et automatiquement les résistances voulues pour la vitesse à obtenir. La manœuvre d'un interrupteur placé sur le tableau de distribution établit le courant. La résistance est placée dans l'induit du moteur, ce qui permet de supprimer les résistances extérieures et les bagues. On peut, par ce système, démarrer du carreau de la mine, la machine placée au fond. Sur un côté de l'installation, se trouve un compresseur d'air destiné à remplir les boîtes à air.

Outre les moteurs pour pompes express, ces installations comportent aussi des moteurs appropriés au couplage direct avec des pompes à course lente (60 tours par minute). La chose n'est pas sans difficulté, surtout pour les moteurs triphasés, car la grandeur devient excessive, le rendement médiocre, le décalage de phases considérable. Ces difficultés ont été écartées. L'une des principales installations en fournit un exemple. Elle a été faite dans une mine de la Westphalie et comporte un moteur de 350 chevaux marchant à 65 tours par minute et actionnant directement une machine d'exhaure des usines Isselburger. Le rendement garanti du moteur est de 90 p. 100 et le décalage de phases $\cos \varphi = 0,9$.

Citons encore, dans le domaine de l'épuisement, les pompes de fonçement qui, établies sur des trucs mobiles, s'emploient dans des galeries planes ou montantes, ou bien, sous forme de pompes volantes, trouvent leur utilisation dans les puits verticaux. Elles sont de structure compacte, de poids minime; leur disposition est pratique et leur rendement considérable.

Tout aussi importante que l'exhaure est, pour la sécurité de la mine, la ventilation soit locale, soit générale. Pour la première, on se sert de petits ventilateurs de galerie placés spécialement dans les galeries secondaires; pour la seconde, on emploie les grands ventilateurs placés sur le carreau de la mine.

Les petits ventilateurs sont ordinairement établis pour un temps très court. Il est donc utile de pouvoir les relier facilement aux conducteurs principaux, lorsqu'on les déplace. Ces petites installations sont ordinairement de 3 à 5 chevaux et leur nombre de tours est tel qu'elles admettent sans peine le couplage direct avec le moteur. Pour les ventilateurs généraux, la commande électrique est surtout avantageuse lorsque le puits d'aérage n'aboutit pas dans la proximité du carreau. Elle est même avantageuse dans le cas contraire, parce qu'elle économise de l'énergie et du personnel tout en simplifiant grandement l'installation.

Plusieurs installations intéressantes ont été faites en ce genre. La figure 5 montre, par exemple, celle d'un ventilateur de 250 chevaux actionné par un moteur triphasé de 2 000 volts avec 250 tours par minute. Citons encore l'installation, visible dans la figure 6, de 8 ventilateurs à la Société Minière de Lorraine; ces ventilateurs ont une force de 175 chevaux; les moteurs tournent à 300 tours par minute et sont alimentés par du courant triphasé à 5 000 volts. Ventilateurs et moteurs sont couplés directement.

On exige souvent que les ventilateurs puissent travailler avec des effets dynamiques variés.

Le courant continu a l'avantage de permettre d'obtenir d'une manière rationnelle des changements très étendus dans le nombre de tours en employant les moteurs à circuit dérivé avec deux collecteurs que nous avons mentionnés à propos de l'exhaure.

Dans un moteur de 100 chevaux en service le nombre de tours varie de cette façon de 150 à 800 par minute.

E. GUARINI.

(A suivre.)

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Commande électrique des ateliers des chemins de fer impériaux de Linz. R. Dub et E. Suchy. *Electrotechnische Zeitschrift*, 4 février.

L'installation électrique des ateliers de Linz présente plusieurs particularités dont la description peut être intéressante pour les ingénieurs praticiens.

Outre la nouvelle installation de la station centrale, un grand nombre de machines qui jusqu'à présent étaient actionnées par une transmission ou à la main ont été équipées pour la commande électrique. On s'est heurté naturellement à certaines difficultés résultant du peu d'espace disponible ou de conditions particulières d'exploitation ou de l'application des moteurs électriques à des machines peu appropriées à cet usage, mais d'habiles combinaisons ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants avec des types de moteurs normaux et avec des dépenses relativement peu élevées.

L'installation totale comprend 25 moteurs : on a choisi les moteurs triphasés parce que malgré les conditions très défavorables dans lesquelles ils sont placés et malgré la poussière inévitable, ces appareils ne nécessitent pas de soins comme les moteurs à courant continu. La tension d'alimentation a été fixée à 220 volts afin d'assurer, pour une chute de tension admissible, le minimum de pertes dans le cuivre des conducteurs sans dépasser les limites que commande la sécurité du personnel.

Le générateur à courants triphasés est commandé par une machine à vapeur compound horizontale fonctionnant avec de la vapeur à surchauffe élevée et avec condensation : ses dimensions principales sont les suivantes : cylindre à haute pression diamètre 450 mm ; cylindre à basse pression 700 mm ; nombre de tours par minute 110. La puissance normale est 300 chevaux pour une pression de vapeur de 10 atmosphères. La distribution au cylindre à haute pression est faite par soupapes commandées brevet Proell avec régulateur à ressort agissant pour des variations de vitesse de ± 5 p. 100 ; le cylindre à basse pression porte

une distribution à coulisse Fricart dans laquelle l'expansion peut varier entre certaines limites, grâce à un excentrique modifiable. Par suite de la forte surchauffe (jusqu'à 350°), le cylindre à haute pression n'a pas d'enveloppe de vapeur ; le cylindre à basse pression a une enveloppe de vapeur formant une partie de receiver. Entre les deux cylindres est placé un receiver chauffé.

L'excitatrice est commandée par une manivelle mue par la manivelle du cylindre à basse pression.

La pompe à air est placée derrière le cylindre à basse pression dans les fondations et est actionnée directement par le piston au moyen d'un double levier. Elle peut être mise en service ou hors service au moyen d'une soupape double.

Le générateur à courants triphasés a une puissance de 200 kilovolts-ampères à 110 tours par minute et pour une charge non inductive ; il est dimensionné pour 220 volts 530 ampères 46 périodes. L'induit est immobile et l'inducteur tourne. La partie fixe extérieure (carcasse) est en fonte et proportionnée de façon à ce qu'il ne puisse se produire aucune flexion et aucun faux rond. Elle est en deux parties assemblées par de forts boulons. L'induit qu'elle supporte est constitué par des segments de tôles assemblés, de 0,5 mm d'épaisseur, maintenus par une frette et des boulons. L'induit porte 300 encoches de 19 mm de large et 24 mm de profondeur, dans lesquelles sont placées des barres de cuivre sectionnées de 300 mm² de section.

Ce sectionnement a été fait pour éviter les courants de Foucault : les deux moitiés ont été séparées dans ce but par une mince couche de laque. Les barres sont maintenues par des cônes de fibre qui ferment les encoches. Les phases sont groupées en étoile : le poids total du cuivre dans l'armature est 450 kg. L'enroulement est protégé contre les chocs extérieurs par des flasques rapportées sur les deux côtés de la machine.

Le rotor est constitué par un volant en fonte portant des pôles massifs en acier boulonnés qu'un ergot empêche de tourner. La vitesse

périphérique est 21 m par seconde : chaque pôle avec son enroulement inducteur peut être très facilement enlevé pour les réparations. Le volant est maintenu sur l'arbre, fait en acier Martin, par deux frettes en acier forgé. L'enroulement est constitué par une bande de cuivre sur champ de $3,5 \times 37$ mm de section : l'isolement entre les tours est assuré simplement par l'air. Le poids total de l'enroulement inducteur est 1 200 kg ; la tension d'excitation est 30 volts au maximum. L'excitation absorbe 1,5 p. 100 de la puissance totale de la machine. Le courant est amené à l'enroulement inducteur par deux bagues. L'entrefer est 10 mm.

La machine est montée sur des supports de fonte entre les deux cylindres à haute et à basse pression. Le courant est pris sur un petit tableau monté sur la carcasse de la machine où sont faites les connexions entre les enroulements. Ce dispositif est très commode pour les essais de la machine, car les mesures peuvent être faites sur chaque phase séparément.

L'excitatrice, machine hexapolaire en acier, peut fournir une puissance maxima de 4,8 kilowatts sous 30 volts.

Le courant produit par le générateur triphasé est conduit par des câbles sous plomb placés dans un caniveau au tableau monté sur une carcasse en fer, prévu pour une extension probable de l'installation. Le réseau de conducteurs, calculé pour une perte maxima de 50 p. 100, est constitué par des fils nus à l'extérieur et des fils isolés ordinaires à l'intérieur des locaux.

Tous les moteurs, à l'exception de deux moteurs de 10 chevaux dont l'armature est en court-circuit, sont équipés avec des bagues et des résistances de démarrage sur le rotor. Les carcasses des moteurs sont construites de façon à ce qu'il y ait une bonne ventilation des tôles et de l'enroulement.

Chacun des appareils de démarrage dont sont munis les moteurs est calculé pour que l'intensité du courant ne dépasse jamais la valeur normale de fonctionnement. Aucun appareil de mesure n'a été placé sur les moteurs pour éviter toute complication ; les appareils de commande se réduisent au démarreur, à l'interrupteur et aux fusibles.

La plupart des moteurs actionnent des appareils de levage ; la commande des grues

particulièrement a été faite au moyen de plusieurs moteurs dont chacun correspond à l'un des mouvements de l'appareil. Dans la plupart des cas, lorsque le bâti en fer de la machine le permettait, on a élevé considérablement les vitesses qu'assuraient aux grues la commande à la main. Cet accroissement de vitesse est très avantageux car il entraîne une économie de temps et de personnel.

L'emploi de chaînes articulées comme moyen de traction a reçu une grande extension : d'excellents résultats ont été obtenus avec des vitesses de 6 m par seconde, et des essais ont montré qu'on pouvait encore élever cette vitesse, à condition d'adopter des dispositifs de freinage très efficaces, surtout pour les cas de rupture de chaîne.

Un pont de 20 tonnes avec 9,50 m de portée disposé dans la salle des chaudières est actionné par un seul moteur triphasé réversible commandant un arbre sur lequel sont placés les dispositifs de commande des trois mouvements. Le moteur a une puissance de 7 chevaux à 1 770 tours par minute. L'appareil de démarrage est d'une construction particulière recommandable non seulement pour sa simplicité, mais pour son bon marché ; le prix en est inférieur à la moitié de celui d'un controller ordinaire. Cet appareil est constitué de deux parties : l'une ouvre ou ferme le circuit du moteur, et l'autre sert au réglage de la vitesse et au démarrage. Les arbres de ces deux parties sont accouplés par un dispositif de leviers appropriés de manière qu'il suffise de tirer sur la chaînette de l'arbre supérieur pour effectuer les diverses manœuvres nécessaires.

L'atelier des locomotives contient deux ponts roulants de 45 tonnes. Chacun de ces ponts est muni de 3 moteurs de 7 chevaux : deux d'entre eux servent à la propulsion du pont ou du chariot et un d'entre eux au levage : la commande des moteurs, qui sont absolument indépendants les uns des autres, s'effectue par 3 appareils réunis sur une plate-forme.

Un transbordeur pour wagons est établi pour déplacer des wagons d'un poids de 12 tonnes à la vitesse de 15 m par minute. Il est commandé par un moteur triphasé dont la puissance est 4,5 chevaux pour une vitesse de rotation de 900 tours par minute : l'ancienne commande à la main a été conservée à côté de la commande

électrique pour le cas où le courant viendrait à manquer.

Le transbordeur de locomotives a été calculé pour déplacer une locomotive de 56 tonnes à une vitesse de 12 m par minute ; il est actionné par un moteur dont la puissance est 10 chevaux pour 1 330 tours par minute.

On s'est heurté à quelques difficultés pour la commande des riveuses hydrauliques. L'installation des riveuses comporte une pompe assurant un débit maximum de 90 litres d'eau à la minute sous une pression de 130 atmosphères. Cette pompe était accouplée jusqu'alors avec une machine à vapeur ; à la place de celle-ci on a mis un moteur triphasé de 20 chevaux avec

engrenages. Les déplacements et les arrêts de l'accumulateur exigent une très grande exactitude qu'il est impossible d'obtenir avec des appareils de commande du moteur avec résistances : on a donc pris la solution de maintenir le moteur et la pompe en fonctionnement permanent : par un jeu de leviers et de tringles, l'eau est envoyée à l'accumulateur tant que ce dernier n'a pas atteint sa position maxima, et est renvoyée dans le réservoir alimentant la pompe dès que l'accumulateur est en haut. En plus l'accumulateur est muni d'une soupape de sûreté pour le cas où l'appareil fonctionnerait mal.

Les perceuses transportables sont très employées dans cette installation. E. B.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Nouveau Récepteur pour la Télégraphie sans Fil. Note de M. N. Vasilescu Karpen, présentée par M. LIPPMANN.

» Entre deux armatures cylindriques verticales a se trouve, suspendue par un fil, une *aiguille* formée de deux parties cylindriques a' réunies métalliquement. Les armatures a sont réunies par un circuit à gros fil S ayant une self-induction convenable.

» L'une des bornes de l'appareil ainsi formé est mise à la terre T , l'autre borne est mise en communication avec l'antenne A .

» Lorsque l'antenne est impressionnée par des ondes électriques, les bornes de l'appareil sont soumises à une différence de potentiel alternative dont la période est celle des ondes. Dans ces conditions, l'aiguille tourne autour de son point de suspension o de façon à augmenter la capacité du système. Lorsque les ondes cessent d'arriver, l'aiguille retourne à sa position d'équilibre, grâce à la torsion du fil.

» Les déviations sont observées par réflexion d'un petit miroir solidaire de l'aiguille.

» La réception se fait dans les meilleures conditions lorsque la self-induction du circuit S et la capacité du système satisfont à la condition de résonance. En effet, dans ce cas, l'impédance entre les deux bornes de l'appareil est

maximum, et il arrive ceci de curieux que le courant traversant l'appareil est d'autant plus petit que la résistance du circuit S est elle-même plus petite. A la limite, lorsque la condition de résonance est satisfaite et la résistance du cir-

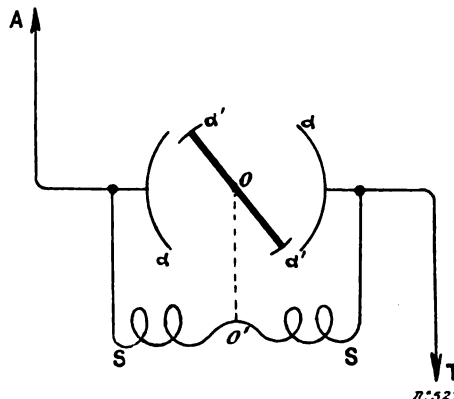


Fig. 1.

cuit S nulle, aucun courant ne traverse l'appareil, l'antenne vibre en *moitié d'onde* et la borne de l'appareil en relation avec l'antenne est un *ventre*, une région de potentiel maximum.

» On se rapprochera d'autant plus de cette réceptibilité maximum que la résonance sera plus parfaite et la résistance de S plus petite.

» On peut observer soit des élongations dues à un ou plusieurs trains d'ondes, soit des dévia-

tions permanentes lorsque les trains d'ondes se suivent d'une façon continue.

» On sait que les cohérents et les récepteurs magnétiques sont sensibles surtout au choc du front de l'onde; au contraire, le présent appareil accumule les effets et constitue un véritable appareil de mesure de l'énergie transmise.

» L'aiguille de l'appareil dont je me suis servi est en aluminium mince, elle a une hauteur de 25 mm et une longueur de 28 mm. La distance entre l'aiguille et les armatures a est de 4 mm. La suspension est faite par un fil de cocon de 3 cm de long.

» Dans ces conditions, une différence de potentiel de 1 volt appliquée aux bornes de l'appareil donne une déviation de 15 mm sur une échelle placée à 2 m.

» *Expériences.* — Distance de transmission : 10 m; longueur des antennes : 2 m; longueur de l'étincelle : $\frac{25}{100}$ de millimètre; longueur d'onde : environ 12 m; étincelles par seconde : 80.

» Dans ces conditions, la déviation permanente observée est de 80 mm. Il faut environ 160 étincelles (2 secondes) pour avoir une elongation de 10 mm. Ce temps, relativement long, pourra être réduit en diminuant l'amortissement et le moment d'inertie de l'équipage mobile.

» Je n'ai pas remarqué la charge accidentelle de l'aiguille, mais, le cas échéant, on s'en préserverait en la réunissant électriquement au milieu o' du circuit S.

» Il faut éviter, dans la construction de l'appareil, l'emploi d'isolants tels que l'ébonite ou la paraffine, qui pourraient s'électriser accidentellement et rendre toute réception impossible en immobilisant l'aiguille. Le bois est dans ce cas un isolant suffisant.

» Le fil de suspension doit être en quartz pour assurer un zéro fixe à l'appareil. »

Stato-volmètre. Appareil mesurant de 2 à 40 000 volts en équilibre stable. Note de M. V. Crémieu, présentée par M. H. POINCARÉ.

« Il n'existe pas d'appareil sensible et d'un usage commode qui permette de mesurer électrostatiquement toute l'échelle des potentiels électriques.

» C'est là une lacune que l'appareil suivant permet de combler. Il est basé sur l'emploi d'une méthode de zéro consistant essentielle-

ment à équilibrer une attraction électrostatique, dont la variation est réglée par une forme convenable des organes chargés, par une répulsion électrodynamique.

» Un levier métallique AB est suspendu horizontalement par un fil métallique fin et maintenu par sa partie inférieure par un second fil métallique fixé au socle de l'appareil. Ces deux fils sont isolés l'un de l'autre. L'extrémité A du levier porte un court cylindre métallique D, de 6 cm de diamètre intérieur; concentriquement à D se trouve un cône métallique C; il est fixé au socle de l'appareil de façon que son axe horizontal soit perpendiculaire à la section normale de D. La base du cône a un diamètre de 59 mm le cône peut glisser le long d'une tige cylindrique de 8 mm de diamètre concentrique à son axe; on peut ainsi amener la base du cône C, à coïncider avec la base du cylindre D, ou bien écarter ces deux plans de 7 cm. Le cylindre D est constamment relié au sol et l'on relie le cône à la source dont on veut mesurer le potentiel. L'extrémité B du levier mobile porte une bobine E, qui se déplace en regard d'une bobine fixe E_1 ; ces deux bobines sont disposées de façon qu'en y faisant circuler un même courant elles se repoussent. Un amortisseur à huile rend apériodiques les mouvements du système mobile ainsi constitué.

» Quand on charge le cône C, l'électricité s'y distribue de façon telle que la densité superficielle est, en chaque point, à peu près en raison inverse du rayon de la section droite du cône en ce point. Les surfaces d'égale densité électrique seront donc des cônes concentriques à C, mais d'angle différent.

» L'attraction exercée par C sur le cylindre mobile D est, pour chaque position relative de ces deux organes, proportionnelle à la variation $\frac{dC}{dr}$ de capacité C correspondant à un déplacement dr du cylindre.

» La valeur de $\frac{dC}{dr}$ dépend de la forme des surfaces d'égale densité électrique superficielle, qui dépend elle-même de l'angle du cône C.

» On a donné à cet angle une valeur telle que la force attractive exercée sur l'anneau, pour un même voltage, varie de 20 à 1 quand on passe de l'une à l'autre des positions extrêmes que l'on peut donner au cône.

» Dans la première de ces positions, l'attrac-

tion présente son maximum, qui est d'ailleurs fini; la distance entre C et D est réduite à un demi-millimètre. Les plus faibles voltages produisent des mouvements très appréciables. Dans la seconde position, la distance entre C et D se trouve portée à 26 mm, suffisante pour éviter les étincelles ou aigrettes pour des voltages de 40 000 volts.

» A la force attractive ainsi réalisée on oppose une répulsion électro-dynamique produite entre E et E_1 . La variation $\frac{dF}{de}$ de cette répulsion obéit à une loi de même forme de l'attraction qu'elle est destinée à équilibrer, et l'on obtient ainsi des positions d'équilibre stable du système mobile.

» *Mesure.* — La mesure des potentiels se fait de la façon suivante : on règle la torsion des fils de suspension de A B jusqu'à obtenir un zéro convenable, correspondant à une distance de quelques dixièmes de millimètre entre les bobines E et E_1 . On donne au cône C une position telle que sa distance au cylindre soit suffisante pour le voltage à mesurer V, puis on change ce cône. Le système dévie; on règle alors, avec une boîte de résistance, l'intensité i du courant d'une pile envoyé dans les bobines jusqu'à ramener le système à son zéro initial.

» On a alors équilibre entre une attraction proportionnelle à V_1 et une répulsion proportionnelle à i_2 . Pour une même position relative de C et D, les voltages à mesurer sont donc entre eux comme l'inverse des résistances interposées sur le circuit de la pile.

» *Étalonnage de l'appareil.* — Si l'on dispose d'un galvanomètre, l'étalonnage peut se faire sans avoir une source à potentiel connu. Il suffira, en effet, d'utiliser une même source pour produire, d'une part, l'attraction électrostatique, et, d'autre part, la répulsion électrodynamique antagoniste. Un galvanomètre, placé sur le circuit des bobines E et E_1 , donnera une intensité i . Soient R la résistance lue à la boîte, R_1 la résistance des bobines E et E_1 , R_2 la résistance du galvanomètre. On a évidemment, pour le potentiel V à mesurer,

$$V = i (R + R_1 + R_2)$$

et cette simple mesure donne le coefficient K de l'appareil.

» D'ailleurs, le cône C porte un index qui se déplace le long d'une graduation chiffrée. En répétant l'étalonnage pour trois positions du cône repérées sur cette graduation, on aura, par interpolation, l'étalonnage complet de l'appareil.

» Cette méthode élimine toutes les erreurs qui pourraient provenir d'un décentrage accidentel des bobines E et E_1 , ou de leur défaut de parallélisme.

» Le zéro, indiqué soit par une graduation fixée dans l'appareil; soit par une méthode optique, est arbitraire : l'étalonnage de l'appareil est rapide et facile à répéter. On pourra donc toujours choisir le zéro de façon à retrouver le même coefficient K. Ceci permet de dresser une fois pour toutes un tableau donnant, pour une résistance R et chacune des positions du cône C, le voltage correspondant.

» *Étalonnage en valeur absolue.* — Pour étalonner l'appareil en valeur absolue, en fonction du couple de torsion des fils fixés au levier mobile, on enlève le bain d'huile amortisseur, et l'on mesure la durée d'oscillation du système mobile. On fixe ensuite sur le levier AB, à égale distance de l'axe, deux petites sphères de poids égaux. On mesure la nouvelle durée d'oscillation. De ces deux durées on déduit le couple de torsion W des fils.

» On enlève alors les sphères, et l'on rétablit le bain d'huile. Puis on donne au fil, à partir du zéro choisi pour les mesures, une torsion connue, et l'on cherche quelle est l'intensité à envoyer dans les bobines E, E_1 pour équilibrer cette torsion.

» La distance l du centre de E aux fils étant connue, on a ainsi la valeur absolue du couple correspondant à une intensité connue. D'ailleurs le centre du cylindre D est fixé à la même distance l des fils.

» A l'aide du tableau primitivement dressé pour l'appareil, on a ainsi une relation simple entre les voltages à mesurer et un couple connu.

» L'appareil se prête également à la mesure des voltages alternatifs.

» Je suis heureux de remercier MM. Pellin de l'ingéniosité et du soin qu'ils ont apporté à la construction de ce stato-volmètre, dont ils ont su faire un appareil simple et commode. »

ELECTROTECHNISCHER VEREIN

Les moteurs monophasés à collecteur et leur réglage. par **Friedrich Eichberg.**

7° Si maintenant F n'est pas produit par l'enroulement statorique II mais par un enroulement à collecteur II disposé sur le rotor, et éventuellement par l'enroulement même qui

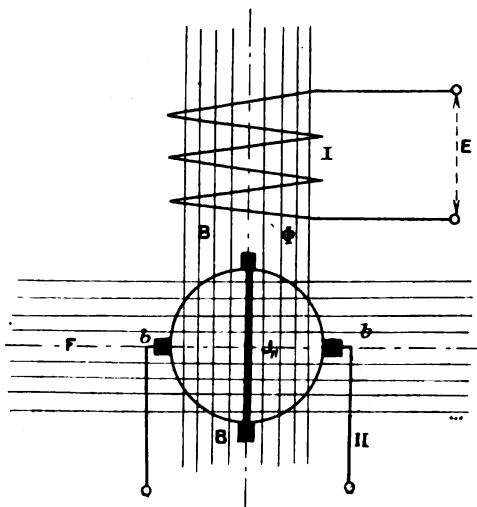


Fig. 9.

dans la figure 4 est court-circuité, on peut utiliser l'action de l'armature pour compenser la self-induction. Cette méthode d'excitation a été

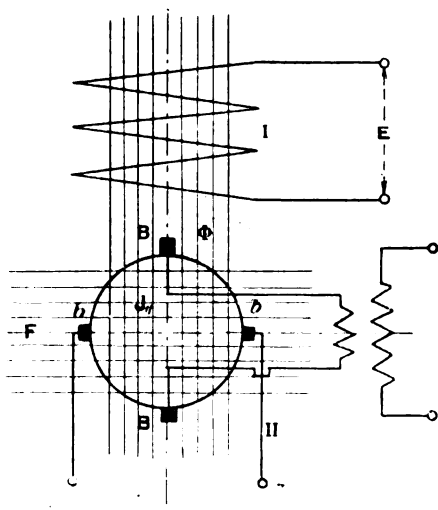


Fig. 9 a.

indiquée par Winter et par l'auteur en 1900 (fig. 9).

Supposons qu'à l'enroulement I soit opposée une force contre-électromotrice engendrée dans le circuit BB dont les balais sont court-circuités, avec ou sans l'intermédiaire de résistances, de telle façon que J_{II} soit presque en phase avec la force électromotrice E_I induite par Φ entre BB. Dans l'enroulement II (commençant et finissant aux balais bb), il se produit un courant en phase avec J_{II} . Nous savons qu'alors les conditions favorables à l'obtention du couple sont réalisées. La rotation de l'armature dans le champ F produit entre B et B une force électromotrice E_R en phase avec F , c'est-à-dire avec le courant. Mais en même temps l'armature tourne dans le champ Φ et il en résulte entre les balais bb une force électromotrice en phase avec Φ qui est décalé de presque 90° en avant sur le courant J_{II} . La force contre-électromotrice qui prend naissance entre bb est donc décalée à 90° en avant du courant et compense en totalité ou en partie la self-induction.

Appelons E_R^I la force électromotrice entre BB et E_R^{II} la force électromotrice entre bb . On a

$$E_R^I = 2nK \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} \quad E_R^{II} = 2nK \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}$$

La force électromotrice E_{II} correspondante à la self-induction de l'enroulement de champ II est

$$E_{II} = 2.f.K \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}$$

La force électromotrice totale à employer pour l'obtention du champ, si l'on fait abstraction de la résistance ohmique et de la dispersion des encoches, est donnée par l'équation

$$E_F = E_{II} - E_R^{II} = 2.f.K \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} - 2nK \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}$$

$$E_F = \frac{2K}{\sqrt{2}} (f.F_{\max} - n\Phi_{\max}) \quad (4)$$

E_F est nul pour fréquence. $F_{\max} = n \Phi_{\max}$.

$$\frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}} = \frac{n}{f} \quad (4a)$$

Au synchronisme $n = f$: si $F_{\max} = \Phi_{\max}$, la tension E_F doit théoriquement, d'après les considérations précédentes, être nulle. On peut aussi approcher de ce cas idéal en restant au-dessus ou au-dessous du synchronisme.

Pour la compensation de l'inductance du circuit exciteur, il n'est absolument pas nécessaire que l'induit soit véritablement court-circuité; les balais BB peuvent être reliés à n'importe quel circuit; l'essentiel est que J_{II} soit à peu près en phase avec la force électromotrice induite entre BB par l'induction de repos.

8° Supposons maintenant à nouveau que F soit produit sur le rotor d'un façon quelconque, par exemple par l'enroulement II. Le plus gros inconvénient auquel on se heurtait jusqu'à ces derniers temps dans l'emploi des moteurs à

collecteur résidait dans la mauvaise tenue des collecteurs ou dans les pertes produites par la variation du champ dans la partie d'enroulement court-circuitée par les balais BB (voir figure 10). La variation du champ F produit dans cette partie d'enroulement une force électromotrice

$$e_f = 2 \cdot f \cdot x \cdot F_{\max} \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

où x désigne le nombre des conducteurs court-circuités. Cette force électromotrice engendre

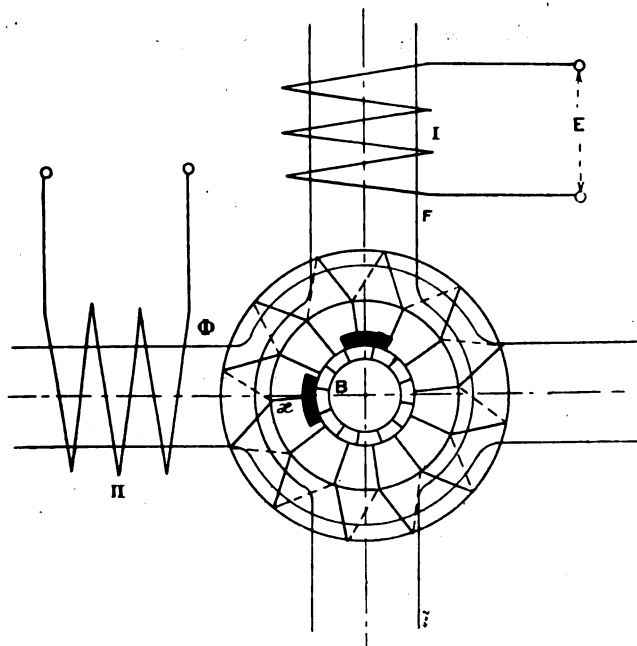


Fig. 10.

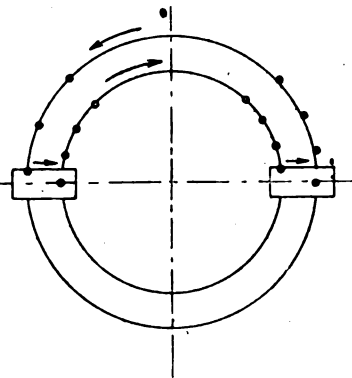


Fig. 10a.

une perte d'énergie dans la bobine court-circuitée. On peut diminuer le nombre des conducteurs court-circuités, mais on est vite limité dans cette voie. Le moyen qui consiste à employer au moins deux enroulements indépendants ne constitue pas une solution car, en réalité, le court-circuit a lieu à travers deux balais (fig. 10a) : la résistance ohmique des parties d'enroulements interposées est incontestablement accrue, mais elle est encore extrêmement petite vis-à-vis de la résistance du charbon. Le problème ne peut donc pas être résolu par ce moyen, ni par d'autres analogues. Le champ Φ peut encore servir à compenser la force électromotrice de court-circuit E_j . Quand

l'armature tourne, il se produit dans les tours x une force électromotrice e_R donnée par l'équation

$$e_R = 2\pi x \Phi_{\max} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2}$$

(le facteur $\frac{\pi}{2}$ provient de ce que $\Phi_{\max}$ représente la valeur moyenne locale). La force électromotrice agissante dans la partie d'enroulement court-circuitée est, pour n'importe quelle vitesse de rotation n

$$e_K = [e_J] - [e_R] \quad (\text{fig 11})$$

e_J et e_R sont en phase quand Φ est à 90° en

arrière de F : en général e , est à 90° de F et e_R est en phase avec Φ .

Dans le cas particulier où les phases de F et de Φ sont à 90° l'une de l'autre, on a

$$e_K = 2 \cdot f \cdot x \cdot F_{\max} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} - 2n \cdot x \cdot \Phi_{\max} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

$$e_K = \frac{2x\pi}{2\sqrt{2}} [f \cdot F_{\max} - n \Phi_{\max}] \quad (5)$$

La force électromotrice de court-circuit et l'énergie dans le court-circuit sont nulles pour

$$f \cdot F_{\max} = n \Phi_{\max}$$

ou

$$n = f \frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}}$$

ou

$$\frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}} = \frac{n}{f} \quad (5a)$$

Cela signifie que pour chaque valeur de n il existe un champ $\Phi_{\max}$ bien déterminé pour lequel la force électromotrice du court-circuit disparaît. Le moteur tourne alors comme s'il n'avait aucun enroulement en court-circuit. Mais si l'on compare les équations 4 et 5 et 4a et 5a, on voit que *les conditions nécessaires pour la compensation de l'inductance de l'enroulement exciteur, et celles nécessaires pour la compensation de la force électromotrice de court-circuit sont les mêmes.*

Au synchronisme $n = f$, et il faut que $F_{\max} = \Phi_{\max}$: comme leurs phases sont à 90° l'une de l'autre, cela signifie que le fonctionnement idéal au synchronisme est donné par l'existence d'un champ tournant. Plus cette condition est exactement remplie et plus l'écart entre les phases de F et de Φ se rapproche de 90° , et plus la compensation du circuit exciteur et de l'énergie de court-circuit est réalisée.

Mais si l'on songe que l'énergie de court-circuit croît comme le carré de la force électromotrice de court-circuit, on voit que, dès qu'on s'écarte des conditions indiquées ci-dessus, le fonctionnement du moteur est entièrement changé. Par la variation de $\frac{F_{\max}}{\Phi_{\max}}$, on a la possibilité d'obtenir dans de larges limites la marche sans étincelles du moteur à collecteur.

Le couple maximum réalisable dépend de la

tenue du collecteur, beaucoup plus que dans une machine à courant continu.

Le réglage du couple, qui dans ce moteur croît aussi à peu près comme le carré de la tension, a été jusqu'à présent effectué uniquement par variation de la différence de potentiel aux bornes de la machine. Dans les moteurs série et les moteurs à répulsion, l'énergie dans le court-circuit croît en même temps.

L'équation du couple est, sous une forme différente

$$D = e (N J) F \quad (6)$$

$(N J) = N_1 J_1$ quand le champ F est produit par

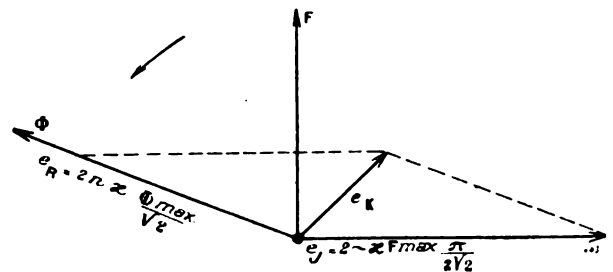


Fig. 11.

le rotor et $(N J) = N_{11} J_{11}$ quand F est produit sur le stator. C'est une constante qui dépend des rapports électriques et magnétiques du moteur.

Des deux facteurs de cette équation 6 que l'auteur désigne sous le nom d'équation de commutation, la quantité $(M J)$ peut servir de mesure pour le courant à commuter, car une intensité de courant proportionnelle à $(N J)$ doit passer sous les balais BB. La commutation entre d'abord en considération lorsque la vitesse croît, car la tension de réactance est proportionnelle au nombre de tours. Il en est tout autrement du second facteur F . Les pertes dans le court-circuit ont, au moment du démarrage, la valeur $a F^2$, a étant une constante qui dépend du nombre de tours d'enroulement mis en court-circuit et de la résistance (des tours et des balais). Dès que la vitesse croît, l'énergie dans le court-circuit diminue de plus en plus (équation 5). Au démarrage on fera donc bien de maintenir entre d'étroites limites le facteur F . Lorsque, avec l'augmentation de vitesse, l'énergie dans le court-circuit diminuera, on pourra laisser croître F et décroître NJ . Pour

pouvoir employer le collecteur de la façon la plus avantageuse, Winter et l'auteur ont indiqué la méthode de la figure 19. Le circuit excitateur peut être réglé indépendamment de la tension primaire; le moyen employé est par exemple de relier l'enroulement I avec le circuit excitateur par l'intermédiaire d'un transformateur en série à rapport de transformation variable.

F est proportionnel à i . (NJ) est proportionnel à J_1 . Donc $\frac{J_1}{i} = \frac{1}{u}$ en désignant par u le rapport entre le nombre de tours primaires (circuit I) et le nombre de tours secondaires (circuit I'). La possibilité de varier le rapport de transformation donne un moyen pour régler le rapport entre F et (NJ). Grâce à cela on peut, pour chaque vitesse de rotation, se placer

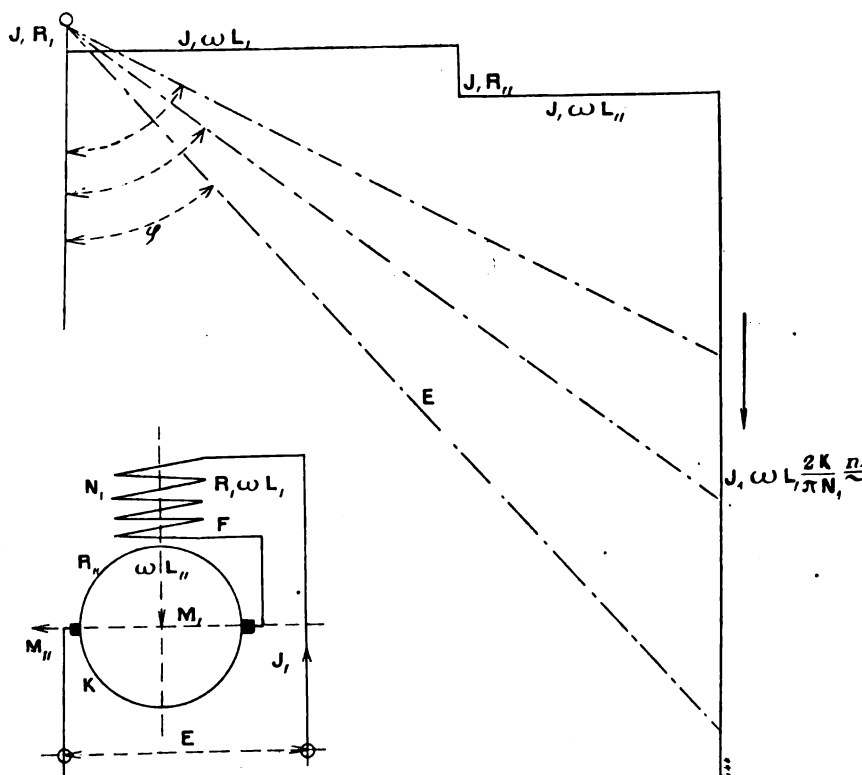


Fig. 12.

dans les conditions les plus favorables à la commutation.

Par la variation du rapport de transformation u on peut varier entre des limites étendues l'impédance du système total. Pour un faible nombre de tours secondaires l'impédance est grande, et pour un grand nombre de tours primaires l'impédance est faible. Cela donne la possibilité d'employer le moteur jusqu'au court-circuit sans surcharger le collecteur.

II. Le moteur série et le moteur à répulsion.

— Avant d'entamer la description du moteur et du dispositif de réglage indiqués par la figure 19, l'auteur envisage rapidement les deux catégories de moteurs à collecteur, le moteur

série et le moteur à répulsion et cherche dans quelles limites ces appareils remplissent les conditions nécessaires au bon fonctionnement d'un moteur à collecteur. Les considérations reposent sur des résultats d'expérience, car les caractéristiques données dans la suite pour le moteur série, le moteur à répulsion et le moteur disposé d'après le schéma de la figure 19 appartiennent toutes à une seule et même machine construite en 1902 par l'Union Electricitäts Gesellschaft sur les plans de l'auteur.

a. *Le moteur série.* — Le moteur série, avec champ d'armature non compensé possède, à côté du champ magnétisant F, un second champ dit de réaction d'induit d'où résulte une self-induction

nuisible. La réaction d'induit peut être diminuée par le choix d'une forme appropriée pour les pôles. Par l'emploi d'un dispositif de compensation des ampère-tours d'armature (éventuelle-

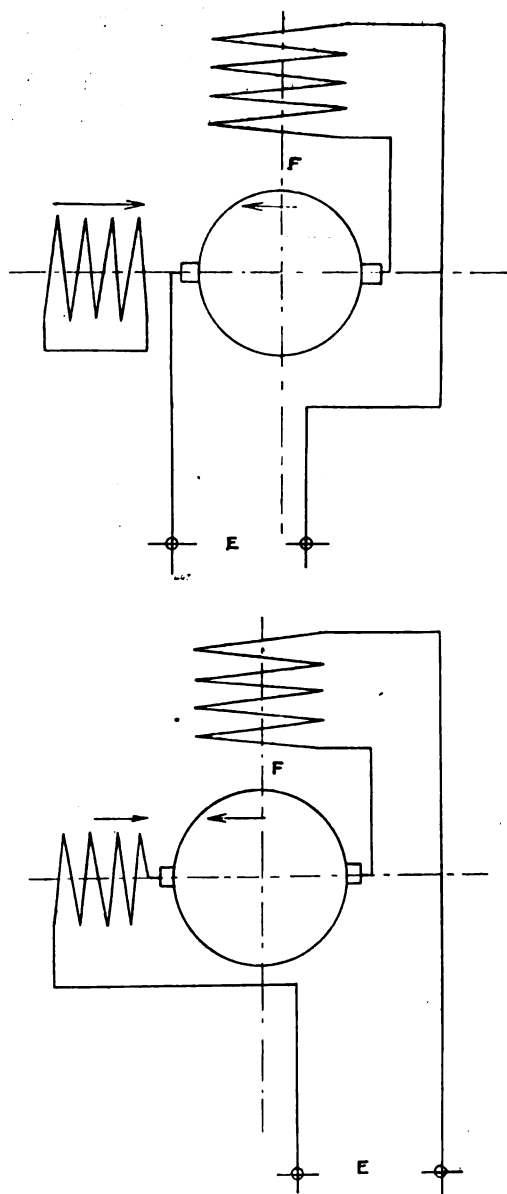


Fig. 13.

ment même d'une surcompensation, comme le fait Déri) on peut supprimer l'effet de la réaction d'induit.

On peut arriver au même résultat en employant sur le stator un enroulement en court-circuit (fig. 13) : c'est sans doute le dispositif employé

par Lamme. Un tel enroulement avait été employé depuis près de 6 ans par Déri, dans son moteur série monophasé qui démarrait comme tel et fonctionnait ensuite comme moteur d'induction. Mais il fallait alors compter sur la somme des dispersions dans les encoches et dans les bouts des deux enroulements induit et compensateur. La figure 12 donne le diagramme du moteur série non compensé : le diagramme du moteur série compensé par l'emploi d'un enroulement placé sur le stator s'en distingue simplement en ce que $J\omega L_{II}$ et JR_{II} doivent représenter la somme des chutes ohmiques ou inductives dans l'induit et dans le circuit compensateur ; JR_{II} est en général un peu plus grand et $J\omega L_{II}$ un peu plus petit.

Le champ magnétisant dans le moteur série est

$$F = \frac{4\pi}{10} \frac{JN_1}{M} \quad F_{\max} = \frac{4\pi}{10} \frac{J_{\max} N_1}{M}$$

où M désigne la réluctance dans la direction du champ.

ωL_1 n'est autre chose que l'inductance de l'enroulement

$$\omega L_1 = 2\pi \cdot f \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{N_1^2}{M}$$

La force contre-électromotrice donnée par l'égalité 1 est

$$E_R = 2nK \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}$$

en remplaçant $F_{\max}$ et ωL_1 par leurs valeurs, on trouve pour la force contre-électromotrice l'expression

$$E_R = J\omega L_1 \frac{1}{\pi} \frac{K}{N_1} \frac{n}{f}. \quad (7)$$

Cette équation est l'équation caractéristique du moteur série. Elle montre que pour $\frac{1}{\pi} \frac{K}{N_1} = 1$, c'est-à-dire dans le cas de nombre de tours égaux actifs (ou d'inductances égales dans le moteur non compensé) pour l'armature et pour le champ, le décalage de phases peut atteindre la valeur $\frac{1}{\sqrt{2}}$ lorsque $n = f$, c'est-à-dire au synchronisme. Pour le double du synchronisme $\cos \varphi$ aurait la valeur $\frac{2}{\sqrt{5}} = 0,89$. Mais cette valeur ne pourrait pas plus être atteinte

que celle de 0,7 correspondante au synchronisme, car elles supposent toutes deux que la valeur de la dispersion d'armature dépend de la résistance ohmique.

L'intérêt du constructeur serait dès lors d'augmenter les valeurs de K , c'est-à-dire le

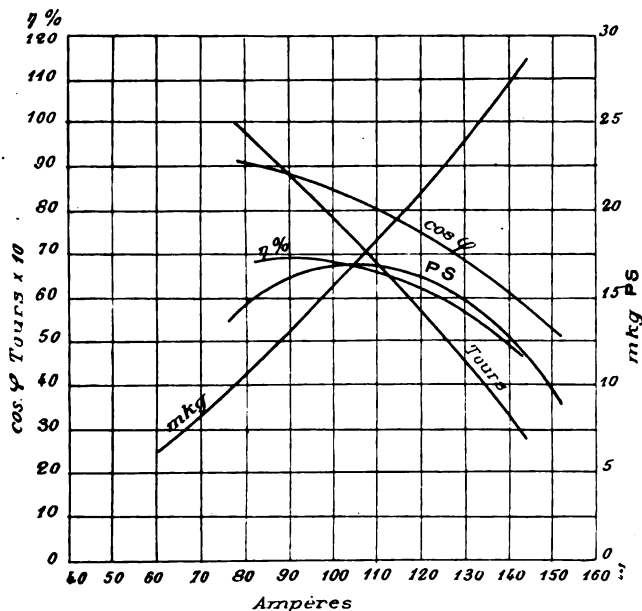


Fig. 14. — Moteur série compensé, 25 périodes, 220 volts, entrefer 2 mm.

nombre de tours de l'enroulement induit. Il en résulterait un accroissement de

$$\omega L_{II} = 2\pi f \frac{4\pi}{10} \left(\frac{K}{2} \frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{1}{M_{II}}$$

où M_{II} désigne la réluctance opposée au champ transversal d'armature. Cet accroissement rendrait encore plus mauvais le $\cos \varphi$. Mais il est clair que la compensation du champ transversal d'armature peut aider beaucoup dans ce cas : on peut choisir K assez grand par rapport à N_1 et améliorer aussi $\cos \varphi$ sans accroître particulièrement ωL_{II} qui représente alors la self-induction équivalente (force électromotrice de dispersion dans les encoches et dans les bouts) de l'armature et de l'enroulement compensateur. La figure 14 donne les courbes caractéristiques d'un moteur série compensé.

Mais un semblable moteur série ne possède pas le champ transversal caractéristique Φ . La force électromotrice de court-circuit ne peut

pas être compensée. Elle diminue naturellement comme le carré du courant lorsque ce dernier décroît (et par conséquent lorsque F diminue).

La compensation de l'inductance de l'enroulement du champ est impossible car l'excitation est produite par le stator et le champ transversal Φ fait défaut.

Pour les emplois pratiques, le moteur série offre aussi le très sérieux inconvénient de ne pouvoir être construit que pour les basses tensions (100 à 200 volts, cette dernière valeur pour les très gros moteurs). En plus de l'enroulement de champ, un enroulement compensateur est absolument nécessaire pour des moteurs rationnellement construits. Si l'on veut obtenir un bon $\cos \varphi$ sans faire tourner le moteur à une vitesse plus grande que celle correspondant à 1,5 à 1,8 fois la vitesse de synchronisme, l'enroulement compensateur et l'enroulement induit doivent contenir chacun 2 ou 3 fois plus de cuivre que l'enroulement du champ.

b. *Le moteur à répulsion.* — On peut très facilement donner une idée des propriétés de ce moteur. Soient R_I et ωl_I la résistance ohmique ou inductive (correspondante à la dispersion) de l'enroulement du stator ; R_{II} et ωl_{II} la résistance ohmique ou inductive du rotor. α est l'angle de l'axe des balais avec l'axe du champ. K est le nombre des conducteurs (en série) du rotor.

Le flux Φ , ou son maximum Φ_{max} , correspond à une force électromotrice E_J de l'enroulement statorique (égale à la force électromotrice totale E diminuée de la chute ohmique et inductive). On a

$$E_J = 2.f.K. \cos \alpha \frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}} \quad (8a)$$

Dans l'armature passe un courant J_{II} résultant des forces électromotrices induites dans le rotor par l'effet de l'induction statique et de l'induction due à la rotation. Toutes ces forces électromotrices ont la période f (voir équation 1 et 2). Les ampère-tours de l'armature sont décomposables en deux composantes ; l'une dont l'action dans la direction de l'axe de l'enroulement du stator est donnée par l'expression $\frac{2}{\pi} \frac{K}{2} J_{II} \cos \alpha$: cette composante est annulée par les ampère-tours primaires $J_I N_1$ de l'enrou-

lement du stator. La seconde composante est donnée par l'expression $\frac{2}{\pi} \frac{K}{2} J_{II} \sin \alpha$ et produit dans la direction xx transversale par rapport au champ Φ un flux de force F égal à

$$F_{\max} = \frac{4\pi}{10} \frac{\frac{2}{\pi} \frac{K}{2} J_{II\max} \sin \alpha}{M_{F\alpha}}$$

En appelant $M_{F\alpha}$ la réluctance magnétique dans la direction xx pour un calage des balais α . A ce champ alternatif correspond une inductance de l'armature; la force électromotrice correspondante est

$$E_s = 2fK \sin \alpha \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (8b)$$

Dans le moteur à répulsion le champ magnétisant F est produit par l'armature elle-même. On a donc deux champs Φ et F . Par suite de l'inclinaison des balais une double force électromotrice E_R^I et E_R^{II} est produite par la vitesse croissante de rotation: soit E_R^I la force électromotrice produite par la rotation dans le champ Φ .

$$E_R^I = 2nK \sin \alpha \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (8c)$$

Soit E_R^{II} la force électromotrice produite par la rotation dans le champ F

$$E_R^{II} = 2nK \cos \alpha \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (8d)$$

E_R^I est en phase avec Φ ; E_s est en avance de 90° sur Φ .

E_R^{II} est en phase avec J_{II} , E_s est en avance de 90° sur J_{II} .

Considérons un courant quelconque J_{II} dans l'armature (diagramme fig. 15) à $J_{II}R_{II}$ s'ajoute $J_{II}\omega L_{II}$ (chute inductive due à la dispersion dans les encoches et aux bouts).

$$\begin{aligned} E_R^{II} &= 2nK \cos \alpha \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4\pi}{10} \frac{2}{\pi} \frac{K}{2} \frac{J_{II\max} \sin \alpha}{M_{F\alpha}} \\ &= 2\pi n J_{II\text{eff}} \frac{4\pi}{10} \frac{\left(\frac{K}{\pi}\right)^2}{M_{F\alpha}} \sin \alpha \cos \alpha \end{aligned}$$

Cette force électromotrice E_R^{II} est en phase avec J_{II} et proportionnelle au nombre de tours n .

E_s s'ajoute perpendiculairement à E_R^{II} et est décalée de 90° sur J_{II} . La force électromotrice résultante dans l'enroulement en court-circuit est 01 et correspond à la force électromotrice due à l'induction statique de Φ et à celle due à l'induction de rotation dans Φ . Ces deux forces électromotrices E_s et E_R^I sont rectangulaires l'une

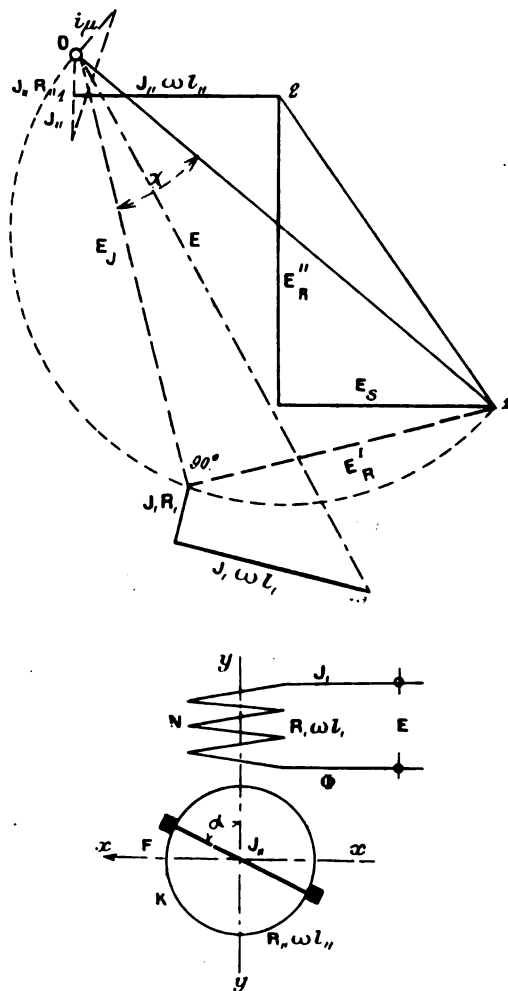


Fig. 15.

à l'autre et on les détermine en décrivant un cercle sur 01 comme diamètre. L'angle α (fig. 15) est donné par l'équation

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_R^I}{E_s} = \operatorname{tg} \alpha \frac{n}{f}. \quad (8f)$$

Les équations 8a à 8f contiennent toutes les relations caractéristiques des moteurs à répulsion. Si l'on ajoute à E_s les vecteurs J_R^I et

$J_1 \omega l_1$, d'où l'on déduit J_1 et J_{II} d'après le triangle des courants $J_{II} i_\mu$ (correspondant à E_1), on obtient le diagramme complet du moteur général à répulsion. Il serait trop long d'énumérer ici toutes les conséquences qui résultent de la considération de ces diagrammes. L'auteur ne veut envisager que ce qui se rapporte à l'objet de cette communication.

Dans le moteur à répulsion le champ magnétisant est produit par l'armature : il existe en outre un champ transversal qui assure la suppression des étincelles. Le couple moteur est donné par le produit entre F et $N_1 J_1$ et dépend du décalage de ces deux grandeurs entre elles.

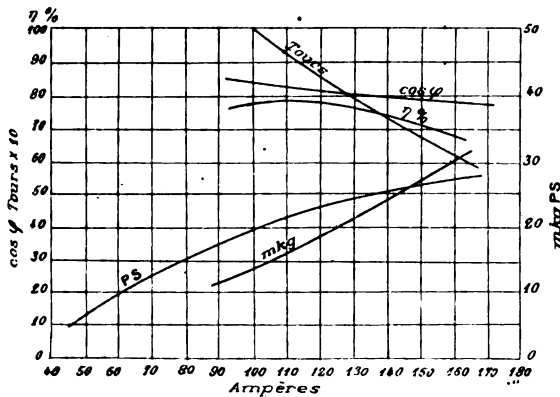


Fig. 16. — Moteur à répulsion, 25 périodes, 220 volts, entrefer 2 mm. Balais calés à 70° par rapport à l'enroulement du stator.

Ce décalage est d'autant plus petit que le courant magnétisant qui produit Φ a une plus faible intensité.

La résistance de l'armature doit être aussi faible que possible si l'on veut obtenir les meilleurs résultats au démarrage et en marche normale. Si elle est suffisamment faible, on peut la négliger sans fausser les résultats.

Pour chaque angle α le champ transversal F est donné par son rapport avec le nombre d'ampère-tours primaires $N_1 J_1$. Il n'y a donc qu'une seule caractéristique pour une tension primaire donnée. Le rapport de F au champ Φ varie avec le courant, pour un angle α déterminé. L'équation (5) relative à la compensation idéale, n'est satisfaite que pour une valeur du courant. L'énergie de court-circuit aux charbons diminue toujours avec l'accroissement de vitesse et c'est là un avantage essentiel du moteur à répulsion par rapport au moteur série.

La relation $\operatorname{tg} x = \operatorname{tg} \alpha \frac{n}{f}$ donne $\cos \varphi = 1$ pour $n = f$ si l'on néglige les résistances ohmiques et les forces électromotrices de dispersion dans le stator et le rotor, ainsi que le courant magnétisant : en réalité, ce résultat favorable est loin d'être atteint. Le moteur à répulsion possède toujours au synchronisme un facteur de charge analogue à celui d'un moteur à courants triphasés de même nombre de pôles, de même profondeur d'encoches et de même entrefer (fig. 16). Il n'a qu'un seul enroulement sur le stator et la tension primaire et secondaire sont indépendantes l'une de l'autre. Son gros incon-

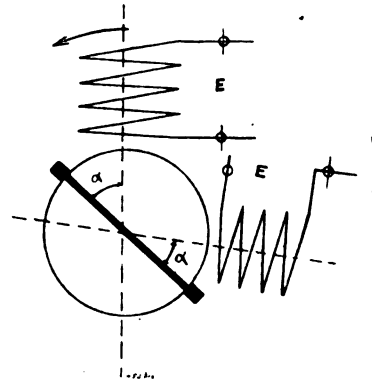


Fig. 17.

véminent est de ne pouvoir changer de sens de rotation que si l'on inverse la position des balais (à moins d'employer une seconde paire de balais). On peut tourner cette difficulté en disposant deux enroulements sur le stator et en connectant au réseau l'un ou l'autre de ces deux enroulements, suivant le sens de rotation que l'on désire obtenir, mais cela entraîne une grande complication (fig. 17). Si l'on veut économiser une partie du cuivre des enroulements, et que pour cela on constitue l'enroulement statorique de deux parties I et II (fig. 18), le moteur perd le caractère du moteur à répulsion. (Cette division de l'enroulement statorique du moteur à répulsion en deux parties connectées en série a été indiquée à l'auteur par M. Déri). Le champ F ne serait encore produit que par l'enroulement statorique, la force contre-électromotrice dévattée disparaîtrait, et le $\cos \varphi$ serait encore beaucoup plus mauvais.

III. Dispositif préconisé par Winter et l'auteur. — Le dispositif Winter-Eichberg, cons-

truit principalement par l'Union Electricität Gessellschaft est représenté par la figure 19. Ce montage est surtout destiné aux moteurs de chemins de fer. Mais il s'applique dans tous les cas où la caractéristique du moteur-série est recommandable.

Dans le moteur de la figure 19, la tension

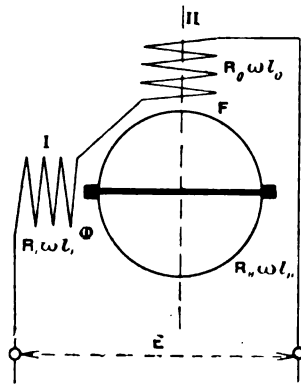


Fig. 18.

d'excitation e et la tension totale E peuvent être réglées à volonté. Dans les moteurs à haute tension, où le réglage de la tension totale est incommode, on peut, par exemple, n'effectuer de réglage que sur e . Le moteur a un enroulement statorique monophasé et un rotor exactement semblable à un induit de machine à courant continu. L'enroulement du rotor joue un double rôle. Il est court-circuité suivant un diamètre et joue ainsi, vis-à-vis de l'enroulement du stator, le rôle d'un enroulement en court-circuit W_1'' . Le courant d'excitation est amené aux rotors aux deux points (balais bb) équipotentiels par rapport aux balais court-circuités. On pourrait naturellement tout aussi bien employer deux enroulements séparés. Pour un moteur bipolaire il faut employer 4 balais. De même pour les enroulements série à $2p$ pôles ou pour les enroulements en parallèle munis de connexions Mordey, 4 balais sont suffisants ; en général il faut $2p$ balais de court-circuit et $2p$ balais d'excitation. Le courant d'excitation i lui-même vient d'un transformateur-série réglable (ou régulateur de potentiel) ; il est toujours en phase avec le courant primaire J_1 . Au démarrage les enroulements $W_1 W_1''$ constituent essentiellement un transformateur fermé en court-circuit et présentant une impédance relativement faible. Lorsque la vitesse croît, une force

électro-motrice en phase avec i ou J_1 est engendrée dans W_1'' (ou entre les balais BB) ; $W_1 W_1''$ forment un transformateur chargé sur une résistance ohmique. Le champ Φ croît avec la vitesse en même temps que cette charge. Le circuit secondaire du transformateur-série présente au premier instant une impédance relativement élevée. La valeur de cette dernière dépend du rapport de transformation. Moins il y a de tours secondaires dans le circuit exciteur bb ou W_1'' , plus est grande la valeur de l'impédance du transformateur série. Au démarrage la chute de tension dans le transformateur représente une partie importante de la tension totale. Lorsque la vitesse croît une force électro-motrice en phase avec Φ prend naissance entre

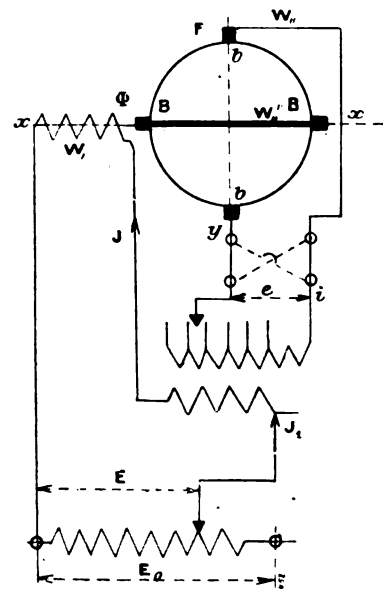


Fig. 19.

les balais bb et annule la self-induction dans le circuit exciteur : à une vitesse suffisante la différence de potentiel aux bornes du circuit secondaire du transformateur est très faible et correspond à la chute ohmique dans l'enroulement et à la dispersion dans les encoches. Cette différence de potentiel diminue de plus en plus avec l'augmentation de vitesse. L'enroulement W_1 est donc soumis au démarrage à une faible différence de potentiel aux bornes, qui va en croissant à mesure que la vitesse augmente et atteint finalement presque la valeur de la tension totale imprimée E .

Les propriétés du moteur peuvent être représentées par des courbes. Soient J_{II} le courant dans le circuit court-circuité W_{II} de l'armature, J_I le courant dans le circuit primaire, i le courant dans le circuit exciteur. $i = uJ$ si u désigne le rapport entre le nombre de tours au primaire et au secondaire du transformateur.

$$F = \frac{4\pi}{10} \frac{\frac{K}{\pi} i}{M_y} = \frac{4\pi}{10} \frac{\frac{K}{\pi} u J_1}{M_y} = C J_1 u.$$

en appelant M_y la réductance magnétique dans

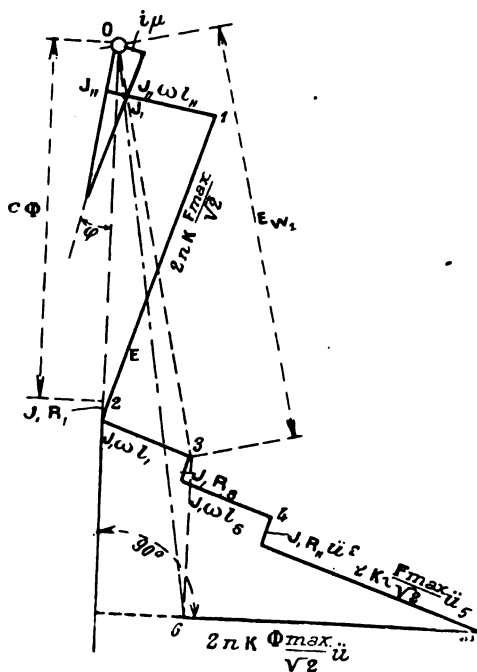


Fig. 20.

la direction yy . — R_{II} est la résistance de l'armature entre les balais BB ou bb ,

ωl_{II} est l'inductance correspondante à la dispersion dans les encoches ou dans les bouts.

R_I , ωl_I sont les mêmes grandeurs pour l'enroulement du stator, et K , ωl , pour le transformateur série.

Le diagramme s'établit de la façon suivante (fig. 20) : pour un courant donné J_{II} , 01 est la somme de la chute ohmique et de dispersion dans l'armature ; 12 est la force contre électromotrice qui prend naissance entre les balais BB et est en phase avec i ou J_I . Cette force contre-électromotrice est donnée par l'équa-

tion (1).

$$2nK \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}$$

02 correspond au champ Φ dans la direction xx

$$02 = 2fK \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}}$$

$\Phi_{\max}$ correspond à un certain courant magnétisant i_m . En composant ce dernier avec J_{II} on obtient J_1 comme 3^e côté du triangle. 02 est la tension intérieure de l'enroulement du stator et,

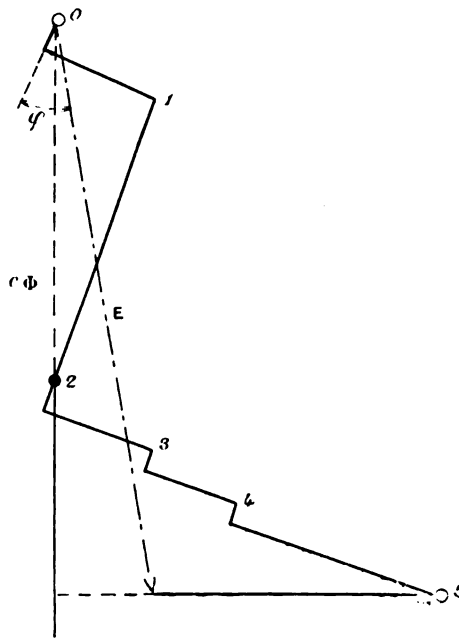


Fig. 21.

en lui ajoutant la chute ohmique et inductive dans l'enroulement du stator, on obtient 03 qui représente la différence de potentiel aux bornes de W_I . 34 est la chute ohmique et de dispersion du transformateur ; 45 est l'impédance de l'enroulement exciteur, 56 est la force contre-électromotrice dévattée engendrée par la rotation entre les balais bb . La tension correspondante à l'inductance de W_{II} est donnée par la valeur

$$2fK \frac{F_{\max}}{\sqrt{2}}$$

La force contre-électromotrice dévattée est don-

née par l'expression

$$K_{2n} \frac{\Phi_{\max}}{\sqrt{2}} u.$$

36 représente la différence de potentiel aux bornes du transformateur-série.

Si l'on admet que le courant magnétisant i_m est

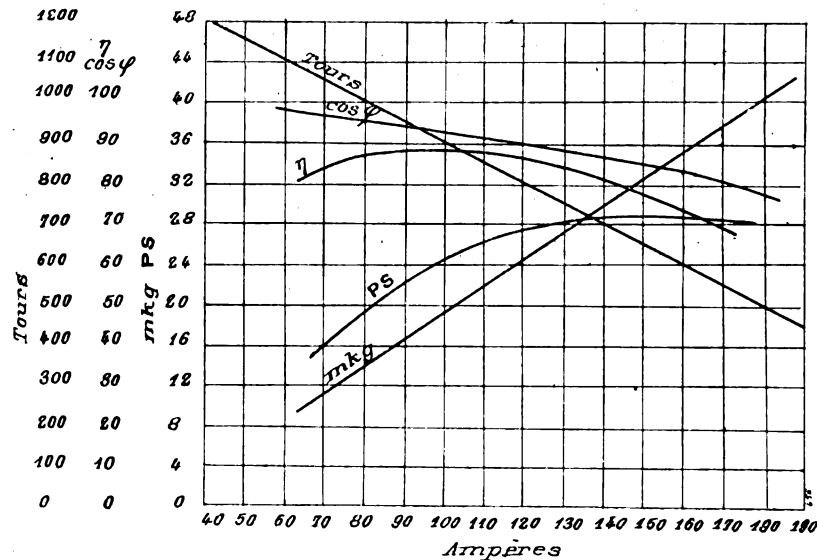


Fig. 22. — Dispositif Winter Eichberg, 25 périodes, 215 volts, entrefer 2 mm; transformateur de réglage

$$u = \frac{32}{64}.$$

négligeable, on obtient le diagramme simplifié de la figure 21. On voit que dans ce moteur la self-induction du champ est comparée par la force contre-électromotrice dévattée. Le moteur possède une inductance variable avec le rapport de transformation u : plus ce dernier est grand et plus est efficace la compensation qui est proportionnelle à nu . L'existence du champ transversal Φ donne la possibilité de compenser la force électromotrice de court-circuit en même temps que l'inductance du circuit exciteur. Par un choix judicieux du rapport de transformation u on peut donner à $F : J$ et à $F : \Phi$ les valeurs appropriées. Les courbes des figures 22 et 23 montrent les caractéristiques du moteur d'essais pour deux rapports de transformation différents. Le fonctionnement est beaucoup meilleur que celui du moteur-série ou du moteur à répulsion : ce moteur d'essais avait un entrefer de 2 mm.

Pratiquement, ce dispositif offre les avantages suivants : Les enroulements du stator et du rotor sont absolument indépendants l'un de l'autre. On peut travailler directement sur la haute tension. Malgré l'emploi d'un seul enrou-

lement sur le stator on peut renverser le sens de marche, et cela sans ouvrir le circuit du sta-

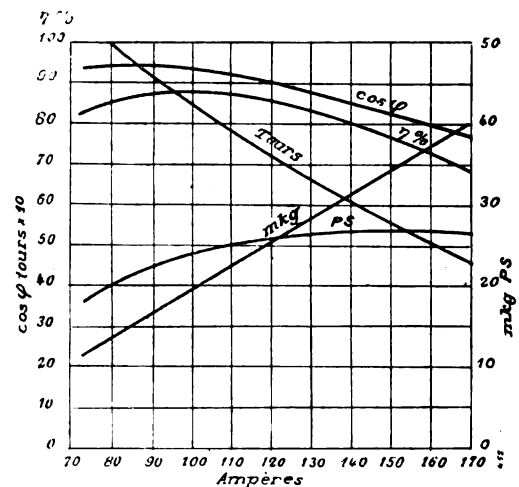


Fig. 23. — Dispositif Winter Eichberg, 25 périodes, 218 volts, entrefer 2 mm; transformateur de réglage

$$u = \frac{40}{64}.$$

tor. Si l'on coupe le circuit d'excitation, le moteur s'arrête. L'enroulement primaire du trans-

formateur-série agit comme une bobine de réactance.

A un accroissement du nombre de tours secondaires correspond un accroissement de la vitesse à couples égaux ou un accroissement de couple

à vitesses égaux. On peut démarrer sans varier la tension primaire, en augmentant le nombre de tours secondaires. Ce dispositif permet donc le démarrage, l'arrêt et le changement de marche sans interruption du circuit à haute tension.

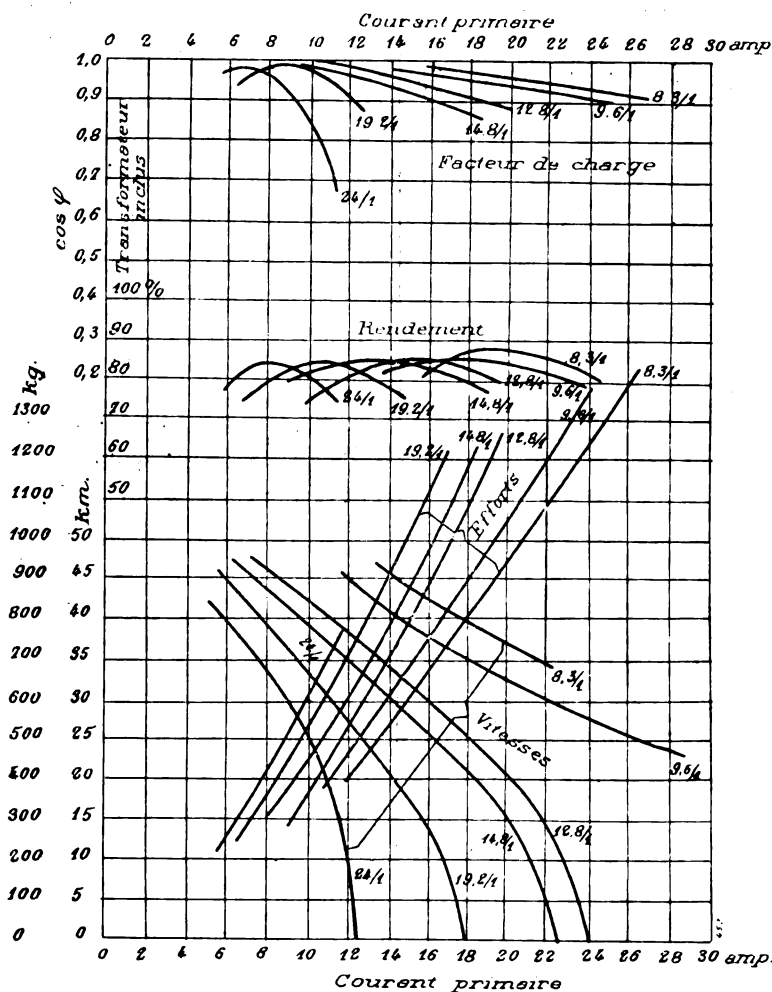


Fig. 24. — Moteur Winter Eichberg, 6 000 volts, 25 périodes. Rapport de transformation des engrenages. 1 : 4,26 : diamètre des roues 1 m.

Les chiffres indiqués sur les courbes indiquent pour chacune d'elles le rapport de transformation du transformateur de réglage.

La figure 24 montre les courbes d'un moteur à haute tension type WEI construit par l'Union Electricitäts Gesellschaft. Les courbes de vitesses et d'effort ont tout à fait le caractère de celles d'un moteur-série. Les courbes du $\cos \varphi$ montrent des valeurs excellentes si l'on songe que ce moteur a 3 mm d'entrefer. Les rendements se rapportent à l'ensemble du moteur et du trans-

formateur de réglage (série). Ce dernier absorbe, d'après l'intensité du courant, 2 à 3 p. 100 de l'énergie totale. On peut obtenir le même effort pour différentes vitesses. Les courbes de η et de $\cos \varphi$ varient avec la courbe de vitesse. Les moteurs à 40 périodes ont présenté identiquement les mêmes propriétés.

Je désire faire remarquer que le système de

réglage avec transformateur-série s'applique très simplement au moteur-série ou au moteur à répulsion avec enroulement statorique en deux parties (fig. 25).

La propriété, paradoxale en apparence, que la vitesse de rotation croît avec l'augmentation du nombre de tours secondaires, subsiste toujours.

Pour terminer je voudrais indiquer encore

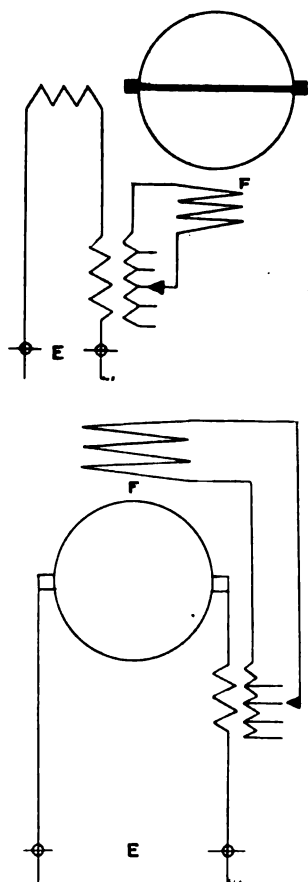


Fig. 25.

quelques dispositifs montrant que notre moteur possède des propriétés beaucoup plus étendues qu'aucun autre moteur connu.

La figure 26 indique des dispositifs de freinage : les résistances peuvent être placées aussi bien dans le circuit du stator que dans le circuit court-circuité ou dans le circuit exciteur. Dans le dernier dispositif le transformateur-série fonctionne comme transformateur de freinage. L'excitation de la machine se fait avec une sécurité absolue et cette dernière produit un

courant alternatif dont la fréquence dépend du nombre de tours et des proportions magnétiques. Quand le nombre de tours décroît, la fréquence diminue également : les courbes,

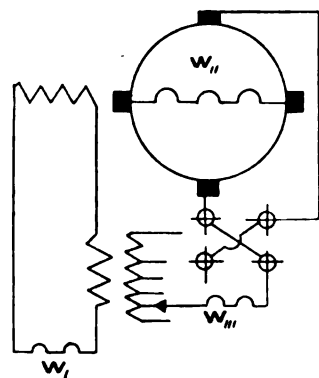


Fig. 26.

figure 27, donnent les intensités du courant de freinage en fonction du nombre de tours et de la résistance dans le circuit.

On peut monter le moteur de façon qu'il

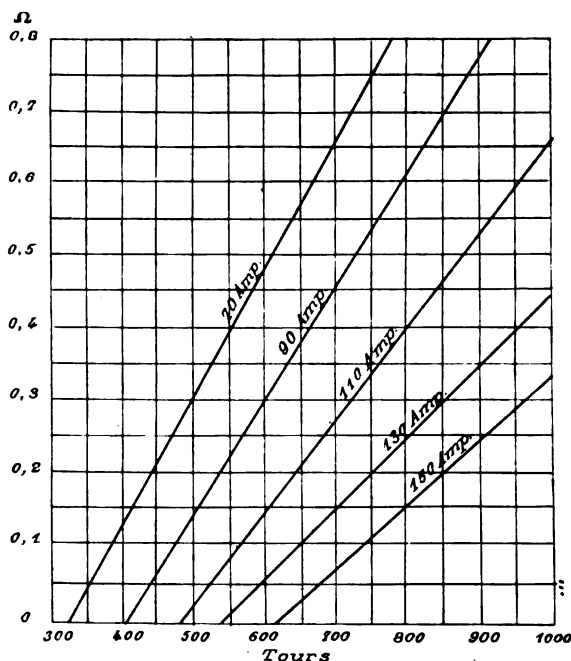


Fig. 27. — Dispositif Winter Eichberg appliqué au freinage : résistances intercalées dans le circuit du stator.

démarrer avec l'effort maximum et se tiennent à une vitesse de rotation donnée. Les figures 20

et 21 montrent facilement que la tension au circuit d'excitation et au rotor ont approximativement, pour toutes les vitesses de rotation, la même phase. Cela provient de ce que dans les deux circuits l'accroissement de vitesse donne naissance à des forces électromotrices qui diminuent le décalage. On peut faire varier avec le même transformateur, la tension au stator et au circuit excitateur ; la première devant croître et la seconde décroître lorsque la vitesse augmente. Dans le voisinage du synchronisme, l'excitation ne demande que peu de volts.

La figure 28 montre ce dispositif. Le moteur d'essais sur lequel les autres montages avaient été aussi employés, peut ainsi produire un couple de démarrage de 80 m : kg.

Les dimensions du moteur sont analogues à celles d'un moteur à courants triphasés de 15 chevaux. La figure 29 montre l'allure du moteur au voisinage du synchronisme.

La figure 30 montre les courbes correspondantes au fonctionnement de la machine entraî-

née à une vitesse supérieure au synchronisme : ce fonctionnement correspond à l'emploi du

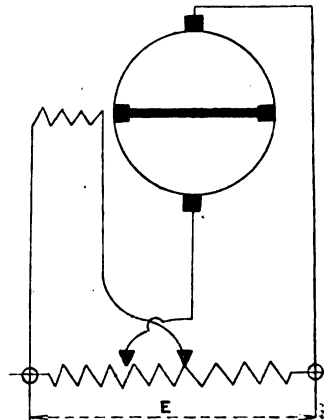


Fig. 28.

moteur comme frein de secours. Ce montage du moteur s'applique particulièrement bien à la commande des ascenseurs et des machines-outils.

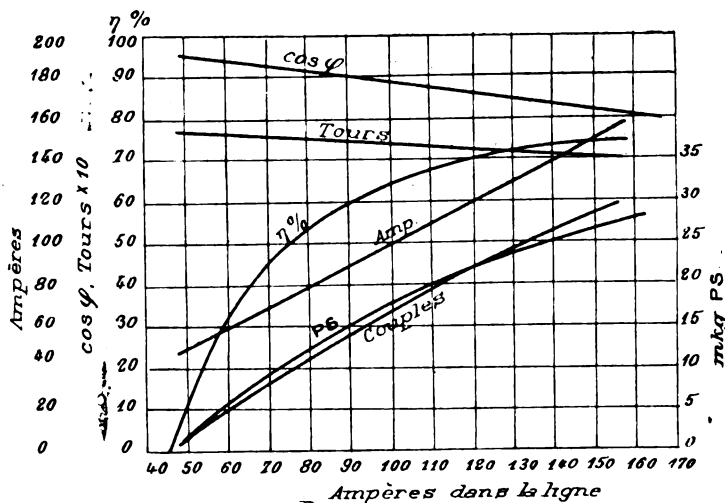


Fig. 29. — Dispositif Winter Eichberg, 25 périodes, 220 volts, montage pour vitesse de rotation constante.

En résumé les progrès réalisés par ce nouveau système sont les suivants : la production et le réglage indépendant de deux champs rectangulaires l'un à l'autre assurent une compensation de l'énergie de court-circuit sous les balais et du décalage ; ils donnent la possibilité de varier la caractéristique du moteur sans changer la tension totale venant du réseau ou, en d'autres mots, d'obtenir chaque couple à chaque vitesse. Pour des moteurs à haute tension le dispositif offre le

gros avantage de pouvoir démarrer, arrêter et changer le sens de rotation sans couper le circuit primaire. Ces moteurs présentent toutes les propriétés avantageuses du moteur de traction à courant continu avec une bonne tenue du collecteur et des balais, même pour des débits exagérés.

Discussion. — M. Vogel. — Le moteur à répulsion est dû à Elihu Thomson : le dispositif d'un champ inducteur axial et d'un champ moteur

transversal ne semble pas être tout à fait nouveau et est dû à Atkinson. Un moteur de ce genre a été construit sur mes données par une maison allemande et ne présente presque aucune étincelle au collecteur par suite de l'effet du champ transversal, car les inductions se compensent mutuellement. Mais il a sur ceux que nous sommes habitués à rencontrer dans la technique

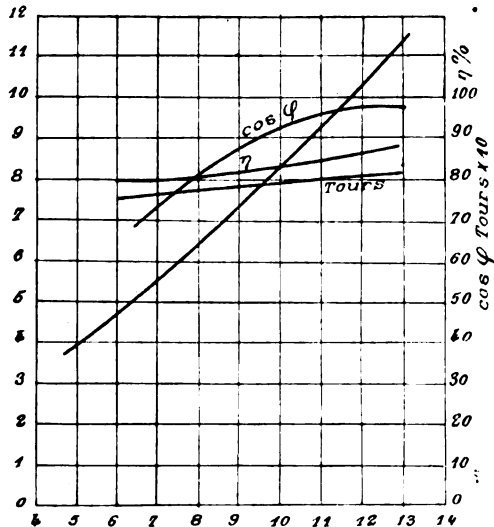


Fig. 30. — Dispositif Winter Eichberg, 25 périodes, 180 volts, frein de secours.

des courants alternatifs, l'inconvénient d'avoir des dimensions relativement considérables.

M. Ziegenberg. — M. Eichberg a judicieusement fait remarquer que toute la difficulté présentée par les moteurs à collecteurs résulte de la formation d'étincelles, et a fait observer à plusieurs reprises qu'il est impossible dans le moteur-série simple, de supprimer la production d'étincelles et le décalage, par suite de l'absence de champ transversal. La méthode indiquée est sans doute intéressante, mais offre l'inconvénient de nécessiter précisément l'existence du champ transversal. Or il existe deux méthodes permettant de supprimer les étincelles dans le moteur-série simple; l'emploi d'un balai divisé en deux

parties connectées à une bobine d'inductance, ou bien l'emploi d'un montage particulier du champ permettant d'annuler le décalage sans avoir recours à un champ transversal.

M. Eichberg. — Il est vrai que Atkinson a imaginé un moteur identique en principe, à celui que j'ai indiqué comme moteur à répulsion à enroulement double sur le stator; ce second enroulement pouvant, d'après ses indications, être connecté à n'importe quelle source de courant. Mais, le fait d'alimenter extérieurement l'armature court-circuitée suivant un axe ne semble pas avoir été indiqué par Atkinson et ne se retrouve probablement pas non plus dans le moteur mentionné par M. Vogel. En tous cas ce dispositif d'excitation nous a paru nouveau il y a quatre ans. Les dimensions exagérées indiquées par M. Vogel pour son moteur prouvent qu'il possède d'autres propriétés que les nôtres. En effet j'ai fait remarquer en passant que dans notre moteur d'essai dont les dimensions étaient semblables à celles d'un moteur triphasé de 15 chevaux, nous avons pu obtenir un couple de démarrage correspondant à une puissance de 80 chevaux.

En ce qui concerne les remarques de M. Ziegenberg, je répondrai qu'en ce qui me concerne, j'ai proscrit d'une façon absolue en pratique l'emploi de balais compliqués.

Il est assez difficile de dire si M. Ziegenberg a pu obtenir avec eux des résultats pratiques. Le second point indiqué par M. Ziegenberg relativement à la réduction de la self-induction de l'enroulement magnétisant me semble incompréhensible.

M. Ziegenberg. — Je m'explique sur ce dernier point : évidemment je n'ai pas voulu parler d'une disposition appropriée du champ, mais d'une disposition appropriée de toute la machine. Les essais que j'ai faits prouvent que l'on peut parfaitement réussir dans cette voie.

O. A.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

INSTALLATIONS ET RÉSEAUX D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

DE L'EST-LUMIÈRE

(RÉSULTATS D'EXPLOITATION)

Pour produire et vendre l'énergie électrique à bon marché, il faut de puissantes stations génératrices qui exploitent rationnellement et distribuent le courant à haute tension à des sous-stations alimentant, par du courant à basse tension, les centres d'utilisation.

Un exemple remarquable de ce principe a été réalisé par la compagnie de l'Est Lumière parisien.

Avant 1900, différentes petites localités (Ivry, Vincennes, Saint-Maur) situées à l'Est de Paris, avaient chacune une petite station électrique qui faisait tout juste ses frais.

L'Est Lumière racheta ces différentes petites usines, groupa de nouvelles communes autour du noyau qu'elle possédait déjà et construisit une station centrale pour desservir toutes les communes dont le plan (fig. 1) donne la nomenclature et dont les principales sont :

Alfortville, Arcueil-Cachan, Charenton, Créteil, Gentilly, Ivry, Joinville, Kremlin-Bicêtre, Maisons-Alfort, Saint-Mandé, Saint-Maur-les-Fossés, Saint-Maurice, Vincennes, etc.

La station centrale qui dessert ces usines, est située à Alfortville, au bord de la Seine.

Nous allons décrire rapidement ces installations dont quelques-unes ont présenté de véritables difficultés et nous examinerons ensuite les résultats obtenus par cette Compagnie.

Station centrale. — Les figures 2 et 3 donnent la vue en plan des différents organes de la station centrale.

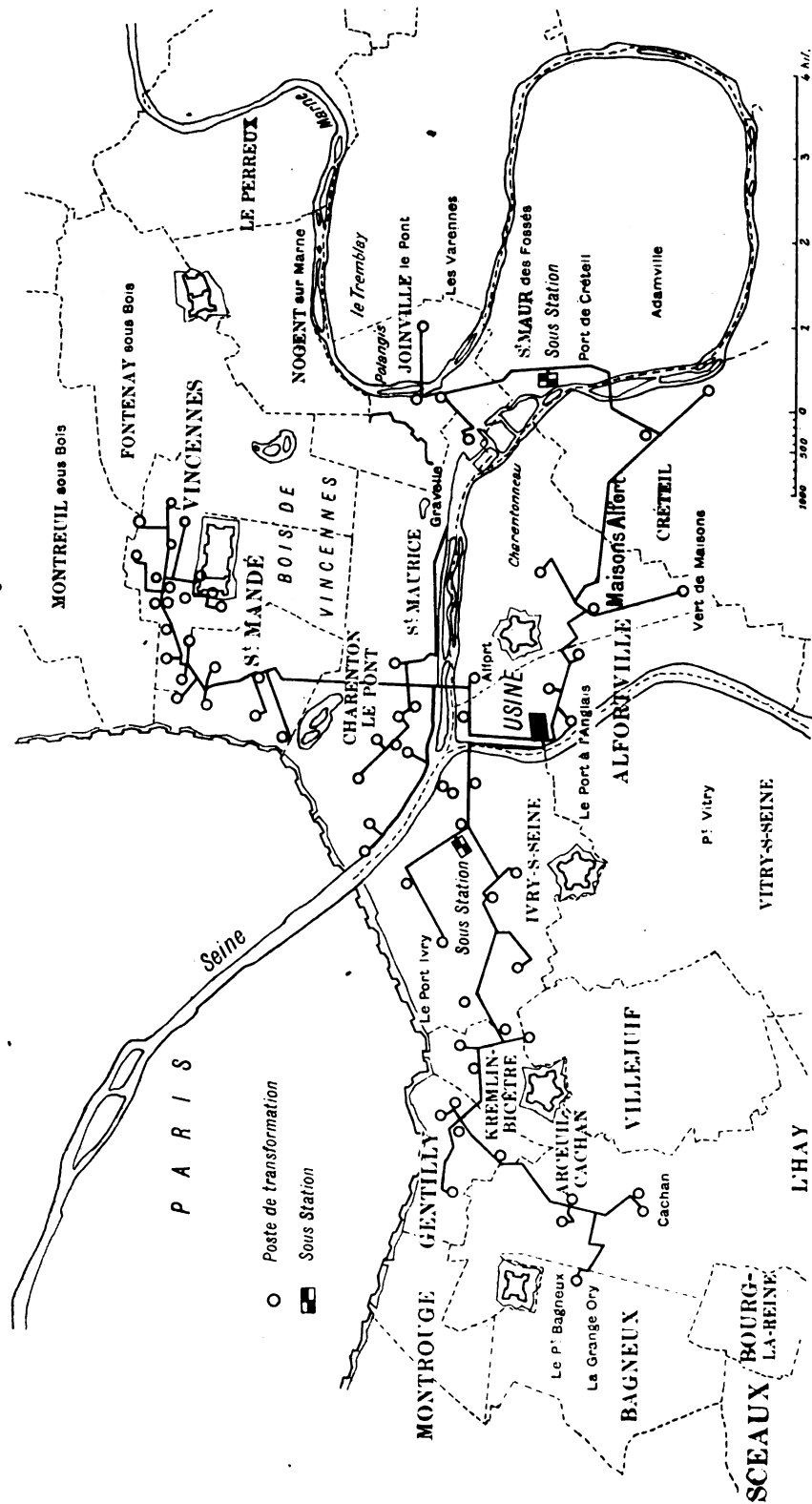


Fig. 1. — Plan d'ensemble du réseau de distribution de la Compagnie Est Lumière.

L'usine est construite sur un terrain de 13 000 m². Le bâtiment des machines mesure 56 m de longueur sur 22 de large.

La moitié du terrain est disponible pour les augmentations futures.

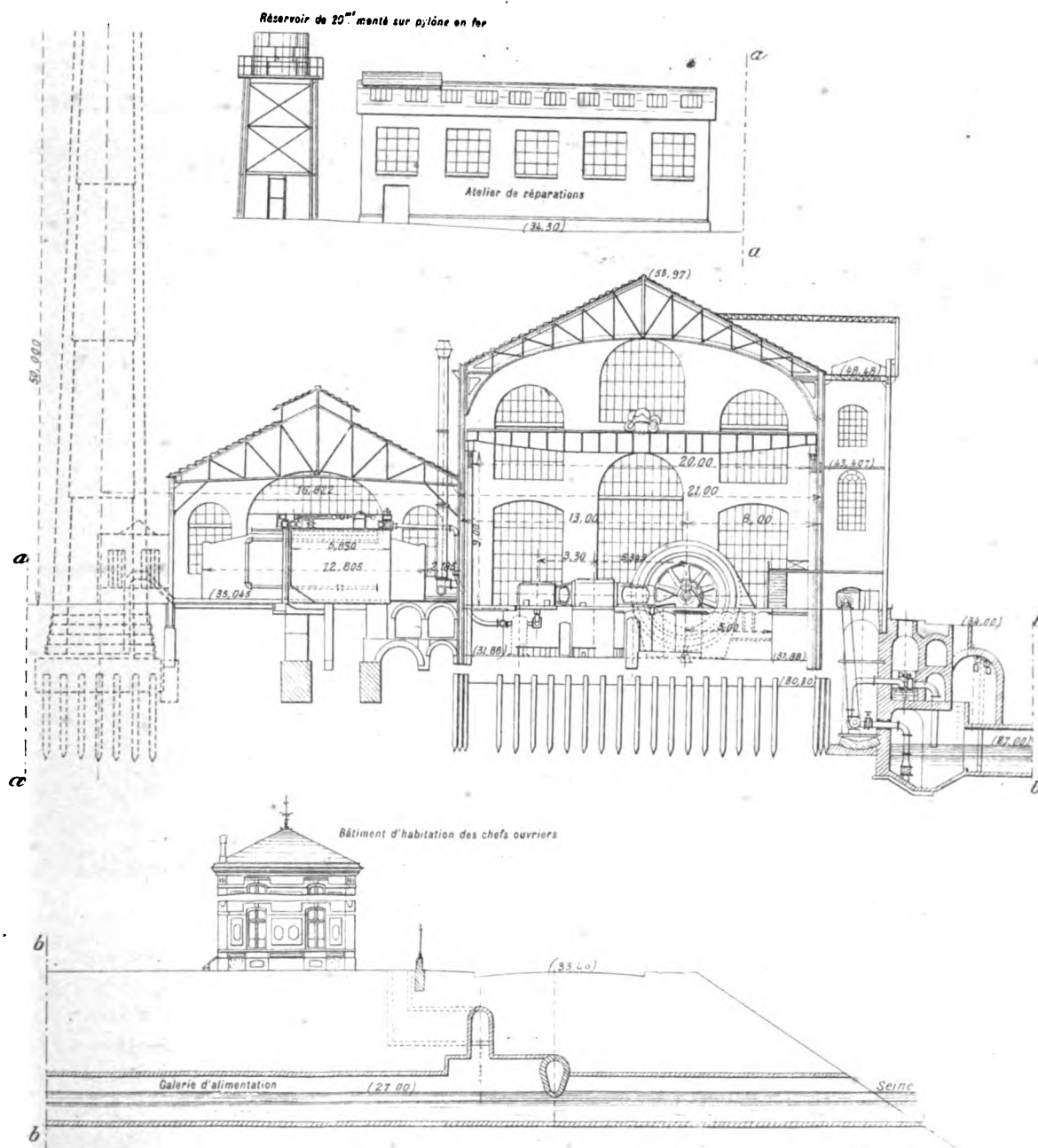


Fig. 2. — Coupe en élévation de la station centrale (la partie inférieure de la figure se raccorde en *ab* à la droite de la figure.)

Etant donnée la proximité de la Seine, l'on a rencontré de grandes difficultés matérielles pour assurer les fondations de l'usine.

Les constructeurs ont été amenés à bâtir toute la salle des machines sur pilotis ; pour arriver à ce résultat pratique on a battu 1 200 pieux.

Sur la tête de ces pieux, une vaste plate-forme en béton a été établie, à une côte supérieure au niveau des plus hautes eaux.

C'est sur cette plate-forme que repose et s'élève la charpente métallique, composée de 7 fermes de 21 m de portée et de 19 m de hauteur ; chaque travée a 7 m de largeur. Une cheminée de 50 m de hauteur assure le tirage des chaudières : elle a 5,50 m de diamètre extérieur au ras du sol et 2,50 m de diamètre intérieur au sommet.

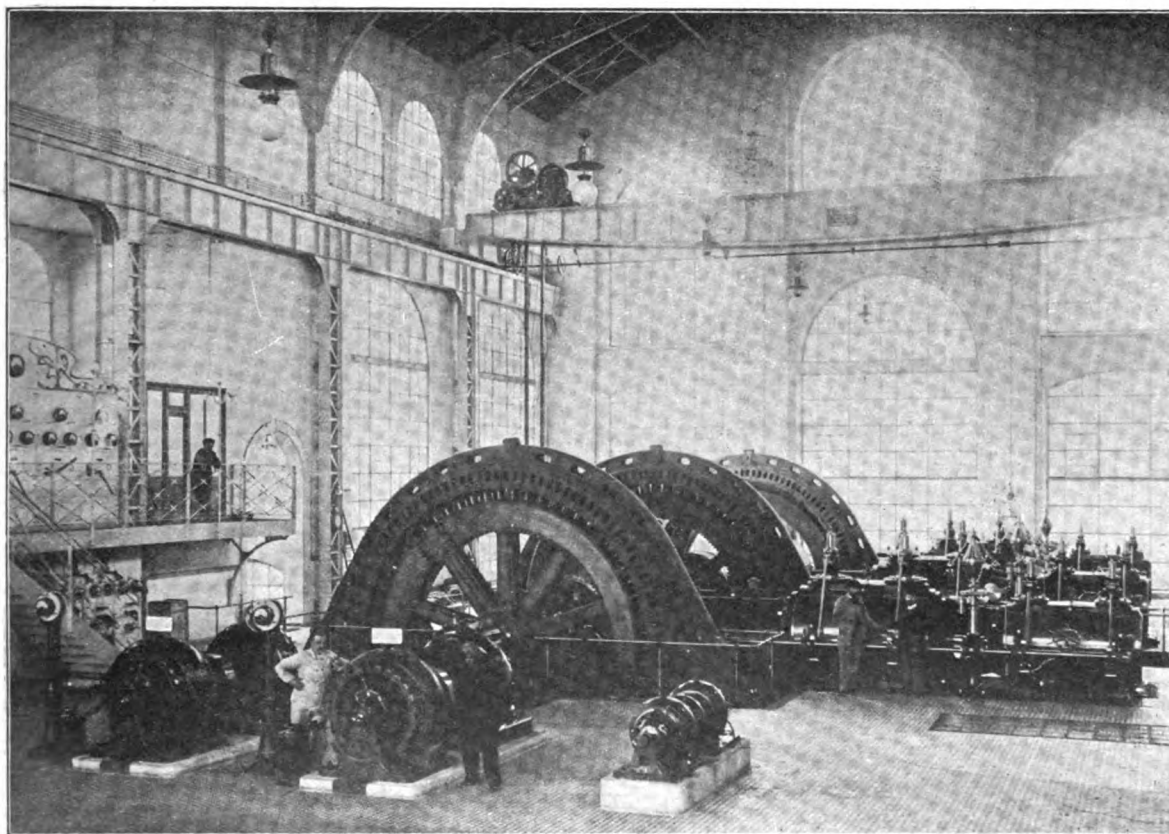


Fig. 4. — Salle des machines.

Chaudières. — Elles sont au nombre de 6 batteries de 2 générateurs multitubulaires, type Roser. La surface de chauffe est de 260 m² et chaque chaudière peut produire 3 120 kgr de vapeur sèche à l'heure.

Le collecteur de vapeur est double et réalise une distribution en boucle de sorte que, même en cas d'accident, la continuité du service est assurée.

Avant de s'échapper dans l'air les gaz chauds réchauffent l'eau en passant par deux économiseurs, système Green.

Cet économiseur se compose de 288 tubes de 2,750 m de haut : les raclettes sont mues par de petits moteurs électriques de 2 chevaux, installés à la partie supérieure de la maçonnerie, l'eau d'alimentation est prise dans un réservoir souterrain, d'une capacité de 136 m³ : un indicateur à flotteur, placé dans la chaufferie, fait connaître à chaque moment le niveau de l'eau du réservoir.

Nous signalons un détail : les pompes qui refoulent l'eau dans l'économiseur sont commandées par des moteurs, excités *en série*, de sorte qu'on peut facilement en régler la vitesse. On peut ainsi faire de l'alimentation continue et la surveillance exercée par le chauffeur est réduite au minimum. Ajoutons que, pour avoir une sécurité absolue, un petit cheval vapeur est installé comme secours, s'il arrivait un accident à la canalisation ou au moteur électrique. La vapeur traverse un sécheur de vapeur et se rend aux cylindres à haute pression des machines à vapeur.

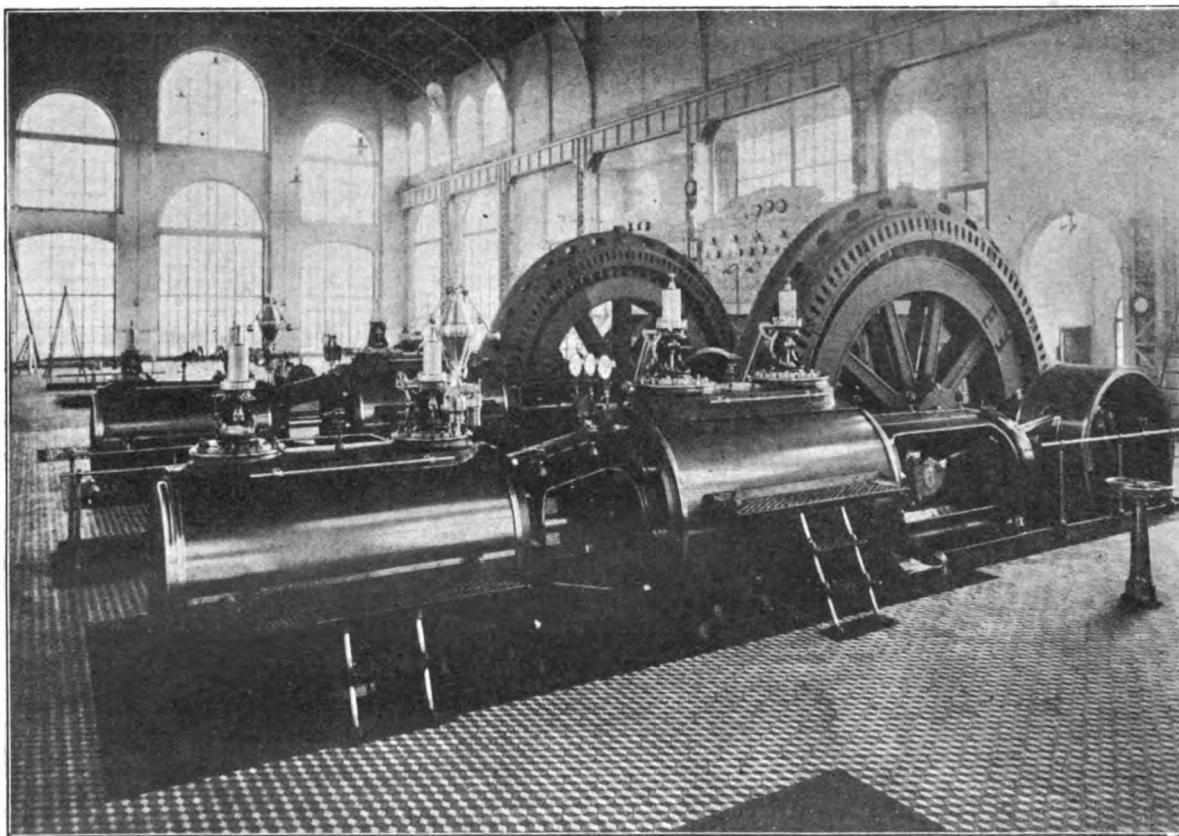


Fig. 5. — Machine à vapeur Sulzer commandant un alternateur Alioth (groupe électrogène de 800 à 1 000 chevaux.

Machines à vapeur. — Elles sont du système Sulzer (fig. 4 et 5) compound-tandem ; elles marchent à la pression de 10 kgr effectifs et à la vitesse de 100 tours par minute. Elles développent 700 chevaux effectifs avec une introduction, au petit cylindre, de $\frac{1}{5}$ du volume du grand cylindre. Avec le rapport de $\frac{1}{8}$, elles fournissent 1 000 chevaux. Ces machines ont été construites par la maison Carel de Gand.

Voici leurs dimensions principales :

Diamètre du petit cylindre.	680 mm
Diamètre du grand cylindre	950 —
Course des pistons	1 050 —

La partie tournante des alternateurs constitue le volant. Le coefficient d'irrégularité, en passant de la marche à vide à la pleine charge ou inversement ne varie que de 6 p. 100 pour revenir à 3 p. 100, après 15 secondes : le modérateur étant ouvert en grand.

Le condenseur à mélange est placé en dessous de la machine et la pompe à air est mue par une bielle commandée directement par la machine à vapeur.

Alternateurs. — Il sont du système Alioth (fig. 5 et 6), leur puissance est de 540 kilowatts sous 5 240 volts, avec un $\cos \varphi = 0,75$, ce qui donne 720 kilovolt-ampères. La fréquence est de 50 périodes par seconde.

Le diamètre total de l'alternateur est de 6,370 m et celui de la partie tournante, qui forme volant, de 5,100; son poids est de 38 tonnes. Ce volant en deux pièces est assemblé par 4 boulons à la jante et 4 boulons au moyeu; il est claveté sur l'arbre et serré par deux frettes emmanchées à chaud.

L'induit est en 4 parties : le bobinage est dissimulé derrière des calottes en fonte ajourée.

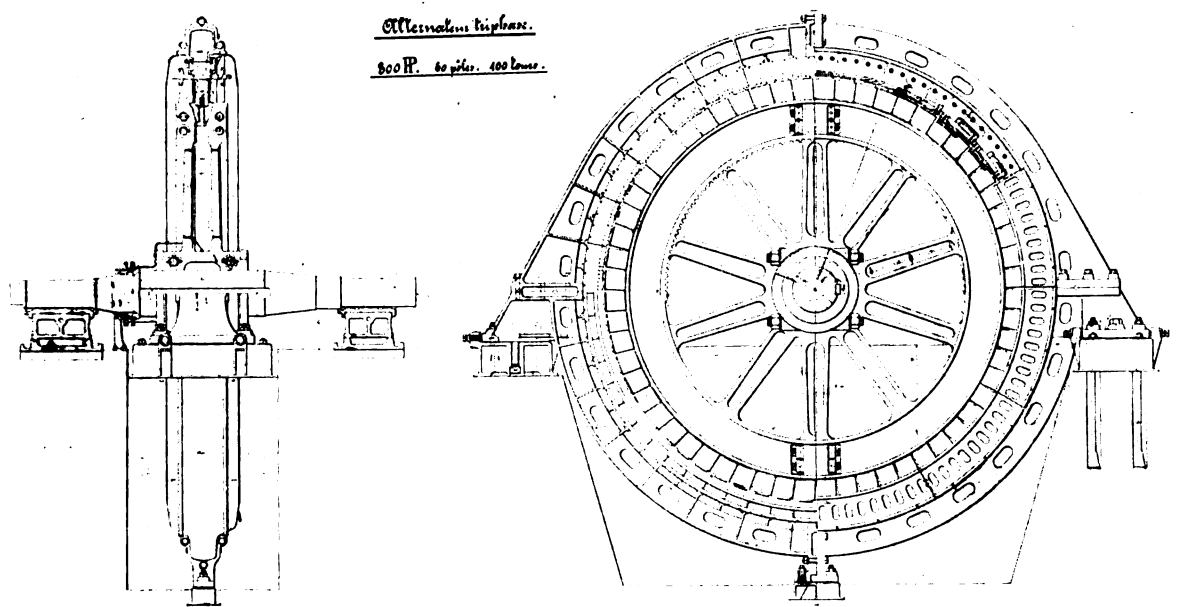


Fig. 6. — Alternateur Alioth.

Le poids de chaque alternateur est de 58 tonnes; chaque alternateur est installé dans une fosse aménagée dans l'épaisseur des massifs de fondation. Il est encastré jusqu'à hauteur du sol dans des murs percés seulement de trous nécessaires pour la sortie des câbles et cela à un niveau bien supérieur à celui atteint par les eaux de la Seine dans les plus fortes crues. Les enroulements et l'isolement de la machine ne sont donc jamais en danger.

L'excitation est produite par des groupes de 75 kilowatts, sous 125 volts, accouplés directement à des moteurs triphasés asynchrones de 100 chevaux sous 5 000 volts.

Une petite batterie d'accumulateurs de 400 ampères-heure sert à mettre en route le premier alternateur de façon à avoir du courant triphasé pour faire tourner la machine excitatrice.

Tableaux. — Le panneau occupé par les tableaux mesure 14 m de longueur, il est surélevé de 2,50 m au-dessus des machines de sorte que l'électricien de service domine toutes les machines.

La figure 7 en donne le schéma qui est plus explicatif que toute description.

Signalons une particularité intéressante; chaque câble, barre ou connexion correspon-

doublé pour parer à tout accident et éviter les interruptions qui seraient graves, puisqu'elle priveraient tout un secteur d'énergie électrique. Les secteurs et les canalisations sont en charge jour et nuit.

Les sous-stations sont alimentées par du courant à 5 000 volts (fig. 9). Des transformateurs, système Alioth, réduisent cette tension primaire à la tension secondaire utilisable (250 volts ou 110 volts).

Des compteurs totalisateurs mesurent à la sortie le courant qui est envoyé sur les lignes aériennes des réseaux secondaires.

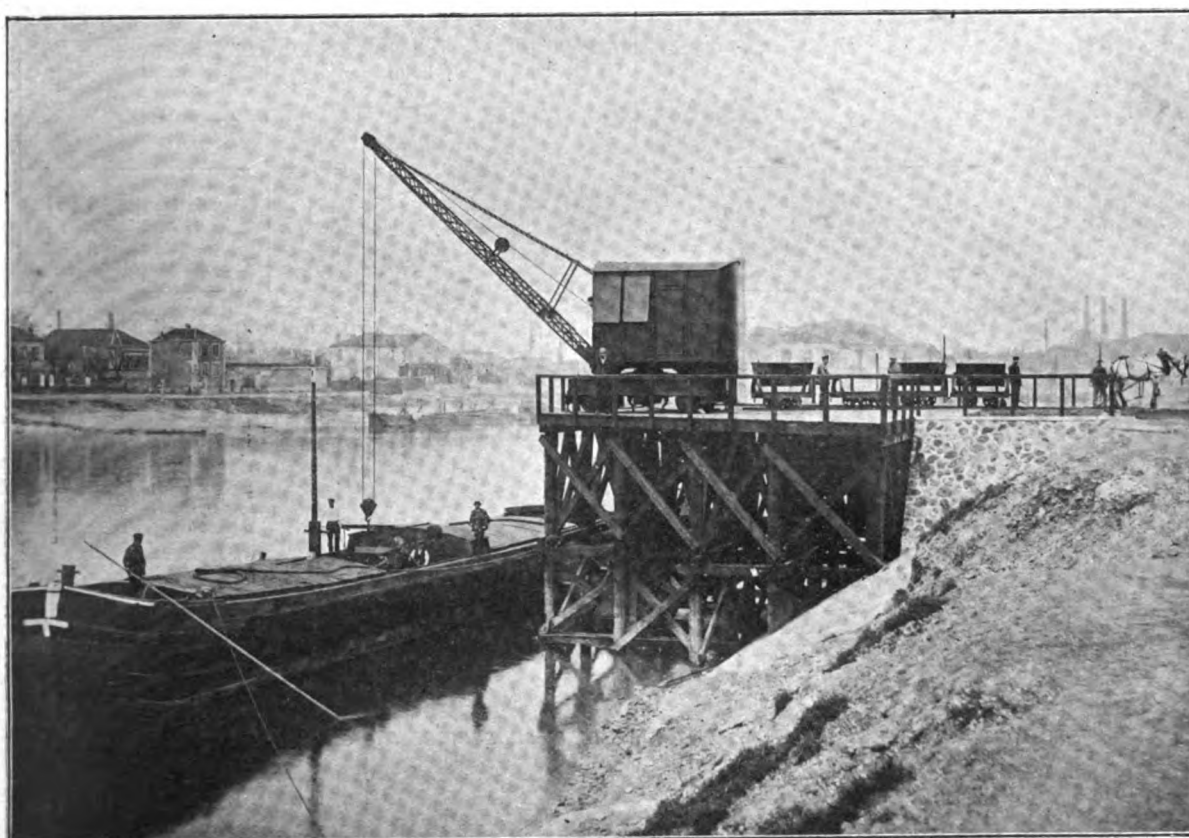


Fig. 8. — Grue électrique installée sur l'appontement et déchargeant un bateau de charbon.

Pour les postes des transformateurs et dans les sous-stations on a reproduit les 3 couleurs qui distinguent les 3 phases. Nous signalons cette innovation qui simplifie le travail des ouvriers, évite les accidents et simplifie l'entretien.

Les réseaux primaire et secondaire se sont développés progressivement. Le 30 juin 1903, il y avait :

Canalisation primaire.	{ feeders (souterrains)	44 382 m
	{ câbles de distribution aériens	36 800 —
Canalisation secondaire.	{ câbles souterrains	16 312 —
	{ câbles aériens	228 178 —

Pour terminer le côté descriptif de ces installations, disons que toute l'installation a été réalisée par la Société d'application industrielle (Compagnie d'entreprise électrique) et

que les travaux commencés le 15 novembre 1900, en plein hiver, ont été terminés 10 mois après, car le 15 septembre 1901 le premier groupe électrique était mis en marche.

Développement et résultats de l'exploitation. — Le 30 juin 1903, la puissance des transformateurs installés était de 2 370 kilowatts. La puissance installée à l'usine est de 2 160.

Depuis un an, le nombre des abonnés s'est considérablement augmenté comme le tableau suivant permet de s'en rendre compte :

ANNÉE	POLICE en service	LAMPES EN SERVICE ET FORCE MOTRICE évaluée en lampes de 10 bougies			
		Eclairage		Force motrice	Totaux
		Privé	Public		
Au 30 juin 1902	1 733	27 036	1 453	7 614	36 103
Au 30 juin 1903	3 324	47 452	1 596	29 815	78 923
Au 31 octobre 1903.	3 764	52 939	1 596	33 760	88 295

Il faut remarquer le grand nombre de polices inscrites : ce qui correspond à un grand nombre d'abonnés ayant peu de lampes installées, ce qui veut dire que les bas prix pratiqués ont attiré la petite clientèle. On arrive ainsi à généraliser l'emploi de l'énergie électrique, tant au point de vue de l'éclairage qu'à celui de la force motrice.

Les deux tableaux ci-dessous mettent ce fait en évidence d'une façon plus frappante.

A. ÉCLAIRAGE. — Nombre de polices en service au 31 octobre 1903.

De 1 à 10 lampes	1 989
De 11 à 20 lampes.	931
De 21 à 50 lampes.	475
De 51 à 100 lampes.	88
Au-dessus de 100 lampes.	39
Total.	3 522

B. FORCE MOTRICE. — Nombre de polices en service au 31 octobre 1903.

Jusqu'à 4 HP.	160
De 5 à 10 HP.	69
De 11 à 20 HP.	10
De 21 à 50 HP.	7
Au-dessus de 50.	2
Total.	248

A chaque exercice, les frais d'exploitation diminuent. Ils comprennent tous les frais d'exploitation, d'administration, mais non les charges des capitaux. Pour s'en rendre compte nous comparerons les chiffres donnés par l'exercice 1901-1902 et 1902-1903.

	Exercice 1901-1902	Exercice 1902-1903
Recettes	335 189,35 fr	574 598,08 fr
Dépenses	420 183,59	492 867,85
Déficit	84 994,24 fr	
Bénéfice		81 730,23 fr

Comme on le voit, l'accroissement de recettes de 239.408,71 d'un exercice sur l'autre, ne correspond qu'à une dépense supplémentaire de 72,684 26 fr.

Ce fait s'accroît, car il résulte de l'amélioration graduelle et continue de l'exploitation. La preuve en est dans l'accroissement des recettes pour les trois premiers mois, de l'exer-

cice 1903-1904, où l'accroissement des recettes est de 68,658 fr. tandis que les dépenses n'ont augmenté que de 9,042 fr. Nous terminerons cet aperçu des résultats de l'explo-



Fig. 9. — Ensemble d'une sous-station.

tation en donnant le tableau des recettes mensuelles depuis le 1^{er} février 1900, date de la constitution de la Société, jusqu'au 31 octobre 1903.

TABLEAU DES RECETTES (ANNÉES 1900-1901-1902-1903)

MOIS	1900	1900-1901	1901-1902	1902-1903	1903-1904
Juillet	»	11 429,91	15 973,43	22 695,14	42 236,85
Août	»	13 589,79	18 654,89	25 590,32	47 440,43
Septembre	»	14 851,22	21 224,98	33 288,63	59 046,13
Octobre	»	18 844,32	29 464,41	46 638,57	74 710,92
Novembre	»	23 375,61	33 540,72	57 925,48	»
Décembre	»	26 313,16	39 637,76	74 481,48	»
Janvier	»	27 508,94	39 953,15	70 994,36	»
Février	6 620 »	22 379,44	32 364,78	60 597,71	»
Mars	6 342,15	24 649,53	28 964,58	50 410,72	»
Avril	9 908,14	18 456,11	27 256,11	48 224,69	»
Mai	11 011,20	16 394,14	24 400,98	43 041,77	»
Juin	10 316,73	16 548,66	24 053,56	40 709,21	»
	»	234 341,83	335 189,35	574 598,08	»

A titre de renseignement intéressant, disons que pour réaliser cette belle distribution d'énergie électrique il a fallu dépenser 8,000,000 fr. dont 4 millions sont représentés par des actions et 4 millions par des obligations à 4,5 p. 100.

Pour obtenir un résultat aussi remarquable, il a fallu nécessairement donner un grand développement au réseau : ce qui explique du reste les 244 520 m de canalisation secondaire à basse tension. Le système de distribution choisi, c'est-à-dire le courant triphasé, pouvait seul résoudre ce problème et il faut espérer que d'autres stations centrales établies, dans d'autres parties bien peuplées des environs de Paris, y porteront le confort de l'éclairage électrique, la commodité et l'économie de la distribution d'énergie électrique pour la force motrice.

Paul DUPUY.

NOTE SUR LES CHEMINS DE FER A TRACTION ELECTRIQUE

DE L'ITALIE SEPTENTRIONALE

La ligne de la Valteline présente beaucoup de difficultés avec ses rampes de 20 p. 100, ses courbures de faible rayon de 300 m et surtout ses nombreuses galeries à profil très étroit. On ne peut donc dire que la ligne soit « d'un profil relativement facile » ; au contraire elle est une des lignes les plus difficiles. Le système y travaille cependant depuis dix-huit mois en service régulier.

Après la description de l'installation électrique des locomotives, des voitures motrices, et de la ligne, laquelle est exacte, l'auteur passe au calcul de la perte de tension et de l'énergie dans la ligne primaire. Les résultats de ce calcul sont des pertes de tension de 1 680 volts, soit 8,5 p. 100 et une perte d'énergie de 188,3 kilowatts, ou 8 p. 100. Ce calcul a été fait dans l'hypothèse où les diverses sous-stations débitent simultanément l'énergie, correspondant à leurs capacités normales. Sous cette forme, ce calcul ne présente qu'une valeur théorique, car, en pratique, il n'arrive jamais que toutes les sous-stations soient pareillement chargées en même temps sur cette ligne. Si le trafic atteignait de pareilles proportions, on aurait certainement prévu une ligne primaire plus puissante. Il est vrai que, dans certaines positions très défavorables, quand des trains lourds démarrent vers l'extrémité de la ligne (à Lecco, Abbadia par exemple), il arrive que la perte de tension primaire atteint la valeur de 8,5 p. 100. Mais, pour déterminer l'efficacité d'une ligne, il faut prendre la moyenne arithmétique de la perte, et cette moyenne est beaucoup moindre que 8 p. 100. La même remarque s'applique aussi au calcul de la perte secondaire. L'auteur nous donne un exemple de calcul basé sur un train en démarrage entre les deux sous-stations les plus éloignées. Il est possible que la perte secondaire y atteigne 450 volts, mais c'est un cas tout à fait exceptionnel. Disons tout de suite que nos conclusions sont basées sur un courant de démarrage de 80 ampères, valeur qui est prescrite pour les conducteurs des voitures. Puis, pour obtenir une accélération de 0,25 m par seconde sur l'horizontale avec un train d'un poids total de 104 tonnes en comptant 5 kgr par tonne pour la

(¹) A la suite de l'article de M. l'ingénieur Vaudeville paru dans le n° 4 du 23 janvier 1904 de *l'Éclairage Électrique*, M. Frédéric KORONZAY, ingénieur-électricien à Budapesth nous a adressé la note suivante complétant les données précédemment fournies en les discutant sur quelques points.

N. D. L. R.

résistance au roulement, et + 8 p. 100 pour l'influence des masses rotatives, nous avons besoin d'un effort de traction de 3 380 kgr. L'auteur admet ensuite le rendement des moteurs de 0,84 et le facteur de puissance de 0,83 ; son calcul s'applique à la seconde période de démarrage, lorsque les moteurs à haute tension seuls sont intercalés ; or, dans cette période le rendement est 0,88, le $\cos \varphi = 0,86$.

La perte moyenne dans la ligne secondaire ne dépasse pas 2 — 3 p. 100. Et encore on ne pourrait pas considérer ces chiffres comme caractéristiques du système ; c'est là une simple question de calcul de frais d'investissement, pour abaisser ces pertes à volonté. Le système à haute tension s'y prête mieux que n'importe quel autre, avec ses courants à faibles intensités.

L'auteur passe ensuite au calcul du rendement commercial du système, se basant sur les données publiées, relatives au 1^{er} avril 1903, suivant lesquelles la consommation en énergie, aux bornes du tableau de distribution dans la station centrale est 43 watts-heure par tonne kilométrique virtuelle, et 52 watts-heure, par tonne kilométrique réelle.

Suivant lui, une tonne kilométrique virtuelle n'exige qu'un travail égal à $5 \text{ kgr} \times 1000 \text{ m} = 5000 \text{ kgm}$, ou approximativement 50 000 joules (si la résistance au roulement est 5 kgr par tonne) et la dépense en énergie dans la centrale est $43 \times 3600 = 150000$ joules ; le rendement total est donc $1/3$.

Dans l'énergie électrique mesurée dans la centrale, sont compris l'éclairage des trains et des stations, et l'énergie nécessaire à l'atelier de réparation. Au 1^{er} avril 1903 il n'y avait que la station Lecco éclairée électriquement. Il y a une dynamo à courant continu de 20 kilowatts mue par un moteur triphasé. Si nous comptons sur un rendement commercial de 70 p. 100, entre les bornes de la dynamo à courant continu et le tableau de la station centrale, et sur une durée de l'éclairage de 10,5 heures, l'énergie fournie à l'éclairage était de 300 kilowatts-heure. L'atelier de réparation à Lecco comporte un moteur à 5 HP. Comptant un travail de 11 heures, l'énergie correspondante était de 60 kilowatts-heure. En somme donc 360 kilowatts-heure. Le nombre des tonnes kilométriques virtuelles le même jour était 159 435 ; il convient donc de décompter de ce chef $\frac{360000}{159435} = 2,26$ watts-heure du chiffre donné de 43 ; il reste donc 40,74 watts-heure par tonne kilométrique virtuelle.

Mais en dehors de cela, il faut encore calculer l'énergie nécessaire pour le démarrage et l'énergie nécessaire aux manœuvres dans les gares toutes deux très considérables.

La Valteline possède en somme 24 stations auxquelles s'arrêtent les trains omnibus, et 15 stations auxquelles s'arrêtent les trains express ; ces derniers ralentissent cependant leurs vitesses de moitié, en passant par les 9 autres stations. Le nombre des trains omnibus est égal à deux fois le nombre des trains express. En calculant la partie de la force vive $\left(\frac{mv^2}{2}\right)$ avec ces données et avec une vitesse de 63 km par heure (17,5 m par seconde), correspondant à une tonne kilométrique virtuelle, nous trouvons que celle-ci monte à 3 415 mkg ou à 33 500 joules ⁽¹⁾.

$$^{(1)} \quad \frac{mv^2}{2} = \frac{1000 \text{ kg} \cdot 17,5^2}{2 \cdot 9,81} = 15600 \text{ mkg}$$

La distance moyenne entre deux haltes consécutifs pour des trains omnibus est $\frac{106 \text{ km}}{24} = 4,42$

Puisque deux tiers des trains sont omnibus :

$$\text{L'énergie vive par tonne kilométrique } 2/3 \frac{15600}{4,42} = \dots\dots\dots 2350 \text{ mkg}$$

Les manœuvres dans les gares peuvent être prises en considération suivant les données statistiques de plusieurs chemins de fer; d'après ces données, ces manœuvres font au moins 20 p. 100 du mouvement total; si nous voulons donc calculer le rendement exact, il convient de décompter 16,6 p. 100 de la consommation spécifique pour les manœuvres; il reste donc pour une tonne kilométrique virtuelle: $0,834 \times 40,74 = 35$ watts-heure aux bornes du tableau, c'est-à-dire 122,500 joules.

La résistance au roulement est calculée par l'auteur à 5 kgr par tonne. D'après des mesures directes sur la Valteline, cette résistance atteint à la vitesse de 63 km par heure la valeur de 8 kgr. En moyenne on peut donc très bien compter 6 kgr. L'énergie nécessaire pour une tonne kilométrique virtuelle sera donc :

à la propulsion : $6 \text{ kg} \times 1\,000 \text{ m} \times 9,81$	58 900 joules
à l'accélération.	33 500 —
En somme	92 400 joules

$$\text{Le rendement sera } \frac{92\,400}{122\,500} = \dots\dots\dots 75,5 \text{ p. 100.}$$

Il convient de remarquer que le chiffre de 122 500 joules comprend encore l'énergie pour l'éclairage des trains et pour l'alimentation de la pompe Westinghouse. Il est donc évident que le rendement commercial du système est très élevé et ne peut être considéré comme voisin d'un tiers.

Dans la deuxième partie de son article, l'auteur arrive à quelques conclusions. Après avoir constaté objectivement que l'emploi de la haute tension n'a donné lieu à aucun ennui, il nous fait connaître les maladies d'enfance de ce système, qui cependant ont été vaincues. Abordant la question du réglage de la vitesse, il reproche à ce système le groupement en cascade de deux moteurs, dont le second est à basse tension. Il dit que le couple moteur d'une pareille paire de moteurs n'est que 1,5, 1,6 fois le couple normal du moteur primaire, et la puissance par conséquent 0,75, 0,80 fois la puissance du moteur primaire seul. Le couple normal de ces moteurs est 4,5 fois surpassé par le couple maximum lequel n'est jamais utilisé, sauf dans quelques cas exceptionnels, si un des moteurs devient défectueux et si l'autre doit le secourir. Or, admettant, pour un instant, que le couple d'une paire de moteur soit 1,5, 1,6 fois celui du moteur primaire, c'est évidemment le couple maximum qu'il faut considérer. Puisque celui-ci n'est presque jamais utilisé, on peut donc très bien compter ordinairement sur deux fois le couple normal en cascade, dans le régime d'emploi normal. Mais, pour mieux montrer les qualités caractéristiques d'une paire de moteurs, correspondant à l'état actuel du développement du système cascade, voici certaines données: un moteur triphasé à haute tension, d'une capacité normale de 600 chevaux travaille à la région de sa capacité normale avec un rendement 95,5 p. 100 (sans pertes de frottement) et $\cos \varphi = 0,95$; le même moteur connecté en cascade avec un moteur à basse tension correspondant, travaille, avec un effort double et vitesse moitié moindre avec un rende-

Pour les trains express la distance moyenne est $\frac{106}{15} = 7,06 \text{ km}$; l'énergie corres-

$$\text{dante } 1/3 \frac{15\,600}{7,06} = \dots\dots\dots 735 \text{ —}$$

Pour les ralentissements dans les 9 stations

$$\frac{106}{9} = M. 8 \text{ km } \frac{1\,000 \text{ kg } (17,5^2 - 8,75^2)}{2 \cdot 9,81} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{11,8} = \dots\dots\dots 330 \text{ —}$$

3 415 mkg

ment de 0,90 et $\cos \varphi = 0,84$. Il ne semble pas qu'on puisse reprocher à ce mode de réglage de vitesse une mauvaise économie. Il y a d'ailleurs divers autres avantages dans cet accouplement de moteurs à savoir :

1° La grande économie dans le démarrage, qui résulte de l'épargne considérable de perte dans le rhéostat de démarrage, perte qui peut être diminuée de la moitié de la valeur qu'elle aurait s'il y avait des moteurs en parallèle seuls.

2° La possibilité de récupérer de l'énergie électrique par le freinage électrique de la vitesse normale à la moitié, en connectant les moteurs en cascade, lorsque le train marche en pleine vitesse. Autrefois l'énergie cinétique, correspondant à la différence des deux vitesses, qui représente trois quarts de l'énergie vive entière, était transformée en chaleur par les sabots des freins mécaniques ; ici elle est restituée à la ligne, abstraction faite des pertes dans le rhéostat et dans les moteurs.

D'autre part la maison Ganz ne construit que 3 nouvelles locomotives et d'après mes informations, la compagnie de chemin de fer n'a pas encore commandé ailleurs de locomotives électriques.

L'auteur reproche à ce système, dans la suite de son article, l'impossibilité de rattraper un retard accidentel, puisque les moteurs ne peuvent pas marcher au-dessus du synchronisme. Evidemment, il ne s'agit ici que de retards peu considérables, qui sont susceptibles d'être rattrapés par des locomotives à vapeur ou par des véhicules électriques à courant continu.

Il faut cependant remarquer que le système triphasé présente moins d'éventualité de retards, parce que le moteur marche toujours à la même vitesse, tandis qu'un train surchargé, mû par une locomotive à vapeur ou par une locomotive électrique à courant continu, perd du temps pendant la route, sa vitesse étant diminuée.

Reste à considérer la récupération des retards causés dans les stations. Ceci est aussi possible par des moyens très simples. D'abord on coupe le courant dans les pentes et on laisse les trains atteindre la limite supérieure tolérée de vitesse. Dans le sens contraire, on fait marcher sur la rampe le train en pleine vitesse et non en cascade, — l'horaire étant établi pour cette dernière vitesse sur les rampes plus fortes. Ensuite, l'horaire comprend toujours une certaine marge de temps, car, ordinairement, on utilise la force vive des trains en pleine vitesse pour leur propulsion, laissant ainsi diminuer la vitesse correspondant à la résistance de la ligne. Si nous avons un retard à rattrapper nous pouvons franchir toute la distance à pleine vitesse et freiner le train immédiatement avant la station d'arrivée.

L'auteur se demande ensuite, si dans le cas où il n'y aura pas un train en route qui puisse consommer l'énergie restituée, la centrale ne s'emballera pas et ne sera alors susceptible de causer des accidents graves.

D'abord l'installation de la traction électrique ne peut guère se contenter d'un seul train en mouvement. Pour ma part, je crois que des lignes à trafic très intense, beaucoup plus intense que celui de la Valteline, seront équipées électriquement, sans qu'on puisse craindre que l'énergie restituée soit la cause d'un accident. Si toutefois, le dernier train de la journée descend la pente, l'augmentation de la fréquence du rythme du bruit caractéristique d'un train en marche avertit le mécanicien d'une augmentation anormale de la vitesse, et il peut la réduire en appliquant le frein mécanique au fur et à mesure.

L'emballement de la centrale à Morbegno mentionné par l'auteur s'était très vraisemblablement produit pendant le premier essai avant que les régulateurs automatiques des turbines eussent été mis en fonction.

En comparant ensuite le moteur à courant continu au moteur d'induction, l'auteur arrive à la conclusion que le premier est très supérieur au second, parce que son couple

dépend uniquement du courant et non de la tension, tandis que le couple du second varie avec le carré de la tension. Cette variation du couple si souvent reprochée n'a d'ailleurs pas tant d'importance : en pratique sur la Valteline il n'est jamais arrivé que l'effort des moteurs n'ait pas été suffisant à cause de la chute de tension. Un autre désavantage grave reproché par l'auteur à ce système, est que la puissance dans la station centrale varie entre de très grandes limites, conséquence de la constance de vitesse des moteurs.

Cependant, si l'on se reporte aux données publiées au 1^{er} avril 1903 la consommation globale dans la station centrale était de 6 900 kilowatts-heure pendant 19 heures. La charge moyenne était de $\frac{6900}{19} = 362$ kilowatts. La charge maxima se produisait entre 8 et 9 heures du soir avec 500 kilowatts-heure soit 500 kilowatts. Le rapport entre les charges maxima et moyenne (chiffre caractéristique pour l'économie d'une station centrale) est donc $\frac{500}{362} = 1.38$ ce qui correspondrait à une surcharge de 38 p. 100 si les machines avaient été construites pour une charge normale de 362 kilowatts. Or, une pareille surcharge peut être très économiquement supportée par des machines thermiques de toute sorte. Dans les turbines hydrauliques la question économique ne joue pas un rôle prépondérant.

L'auteur reproche ensuite au système triphasé l'impossibilité d'employer des accumulateurs. Je crois que l'auteur pense aux sous-stations, car dans les stations centrales à courant continu des grandes lignes on produit aussi du courant triphasé à haute tension ; dans les sous-stations, par contre, le système triphasé n'a pas besoin d'accumulateurs, les transformateurs statiques supportant facilement une surcharge momentanée de 4-5 fois leur capacité normale ; les convertisseurs rotatifs par contre ne supportent de surcharges supérieures à deux fois leur capacité normale. La grande élasticité des transformateurs statiques est un grand avantage tant au point de vue des dépenses de premier établissement qu'au point de vue de l'exploitation.

Le seul avantage que l'auteur concède au système triphasé sur le système continu est l'emploi de la haute tension. Mais encore, dit-il, est-il possible de construire des locomotives à courant continu à 2 400 volts et alors ce seul avantage disparaîtra aussi.

Concernant cette dernière locomotive, il semble qu'on ne puisse rien préjuger, car on ne sait rien encore des résultats pratiques obtenus avec cette locomotive. Mais on connaît très bien les résultats des lignes construites antérieurement et les données suivantes, concernant les frais d'établissement de la ligne Milano-Gallarate-Porto Ceresio, comparées aux frais correspondants d'une ligne triphasée à haute tension pourront donner une idée de la supériorité du système à courant triphasé sur celui à courant continu.

En général, si nous voulons comparer au point de vue des dépenses d'établissement les deux systèmes, on peut négliger les dépenses qui sont les mêmes dans les deux cas. La station centrale pour la même capacité, ainsi que la ligne primaire à égalité de tension seront les mêmes dans les deux cas. Le matériel roulant ne diffère pas beaucoup. Reste à considérer l'équipement électrique des sous-stations et de la ligne.

Celui-ci s'élève sur la ligne Milan-Gallarate, suivant les données publiées dans le journal anglais « *Traction and Transmission* », vol. V, 1902, p. 129 :

1) Coût des trois sous-stations à 1 000 kw complètes à 203 000 fr	609 000 fr.
Coût des deux sous-stations à 250 kw à 91 000 fr	182 000 —
En somme	791 000 fr.

(1) Dans ce prix les frais des accumulateurs dans les sous-stations ne sont pas encore compris.

C'est-à-dire par kilomètre de voie $\frac{791\ 000}{75} =$	10 850 fr. ⁽¹⁾
a) Coût de la ligne complète par kilomètre	16 730 —
En somme	27 580 fr.

Les mêmes frais d'investissement par kilomètre de voie, d'une ligne triphasée à haute tension semblablement équipée à celle de la Valteline, avec poteaux en bois de mélèze, complètement montée, y compris tout le matériel et la main d'œuvre, montent à 6 700 fr.

Les frais des sous-stations statiques d'une pareille ligne rapportée à un kilomètre de voie montent suivant mes calculs à 2 320 —

En somme 9 020 fr.
ou à peu près le tiers de la somme précédente.

En ce qui concerne l'économie des deux systèmes, je peux citer les données contenues dans la *Revue générale des chemins de fer*, 1902, t. XXV, p. 144, suivant lesquelles le train électrique Milan-Gallarate consomme 65 watt-heures par tonne kilométrique réelle, mesurés sur la voiture.

La consommation d'énergie des trains de la Valteline, mesurée à l'usine centrale est suivant les mêmes données de 42 watts-heure par tonne kilométrique réelle, donc de 55 p. 100 plus économique, malgré que les pertes dans la ligne et dans les sous-stations du système triphasé y soient comprises.

En terminant son article, l'auteur fait quelques remarques sur la construction des chemins de fer électriques futurs, en se basant sur les essais de la ligne triphasée à 10-1200 volts entre Berlin-Zossen. Il dit qu'une ligne moderne devrait être construite avec 3 fils de contact, frottés latéralement par le trôlet. Suivant mon avis, deux des conducteurs aériens sont plus que suffisants, nous ne devons pas les multiplier sans nécessité absolue, abstraction du fait que les trois fils latéraux sont impossibles à poser dans les tunnels à profil étroit.

Quant aux essais des chemins de fer de Berlin à Zossen, je me contente de mentionner la réponse du ministre des chemins de fer prussiens M. Budde, lors d'une interpellation à la Chambre allemande.

Le problème des trains rapides à 200 km se trouve encore dans le premier état d'essai et pour le moment il ne peut pas prendre la responsabilité de permettre l'admission du public sur des lignes pareilles. Et encore, dit-il, il est très douteux que cette méthode de traction soit économique.

Frédéric KOROMZAY.
Ingénieur-Electricien.

NOTE SUR QUELQUES INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES MINIÈRES

Nous en arriverons maintenant à la seconde catégorie d'applications, celles qui concernent l'abattage du minerai et de la roche.

Dans cette catégorie, l'application la plus importante et la plus difficile est assurément celle des perforatrices. Les perforatrices en usage dans les installations que nous envisageons se divisent en deux espèces : 1° les perforatrices à percussion destinées au travail en roche dure, telle que granit, quartz, grès, fer spathique, psammite, etc. ; 2° les perfora-

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, t. XXXVIII, n° 14.

trices rotatives pour roche tendre, telles que calcaire, sel gemme, houille, etc. Les traits caractéristiques de ces machines sont la simplicité et la solidité de la construction, la résistance à l'action de l'eau et des vapeurs acides, la facilité de maniement, l'encombrement réduit, le poids peu considérable, l'usure minime, la grande force de recul.

La perforatrice rotative est représentée dans la figure 7. Elle comprend un électromoteur

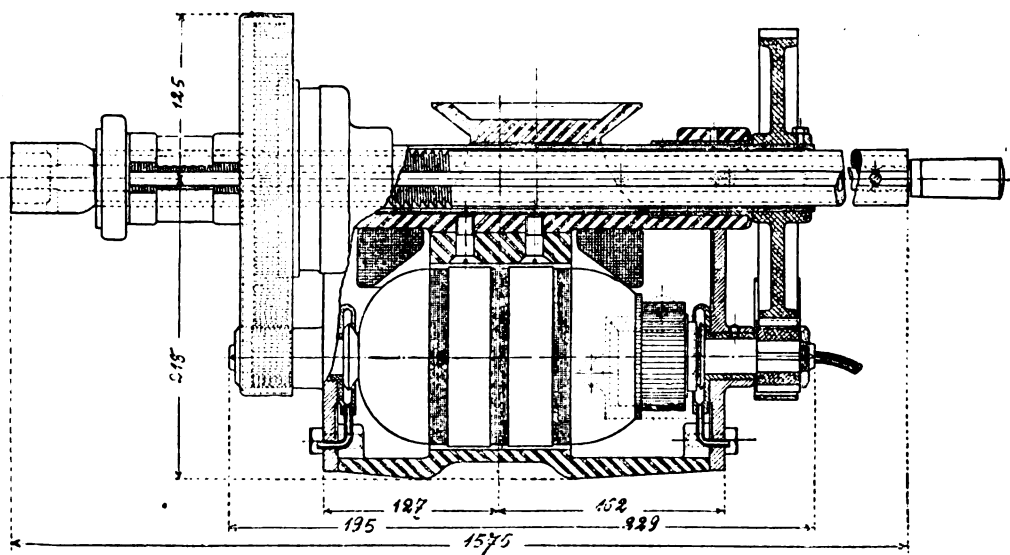


Fig. 7. — Perforatrice rotative électrique de la U. E. G.

d'environ deux chevaux qui peut être alimenté avec du courant continu ou triphasé. Grâce à un engrenage, il produit le mouvement et le recul du fleuret. L'appareil est entièrement entouré d'une enveloppe et peut facilement se fixer à la colonne d'expansion. Le poids de la machine entière est d'environ 70 kg. La progression du fleuret peut être modifiée par des roues de rechange suivant les exigences de la roche à forer.

Le maniement rude auquel ces perforatrices sont exposées de la part des ouvriers,

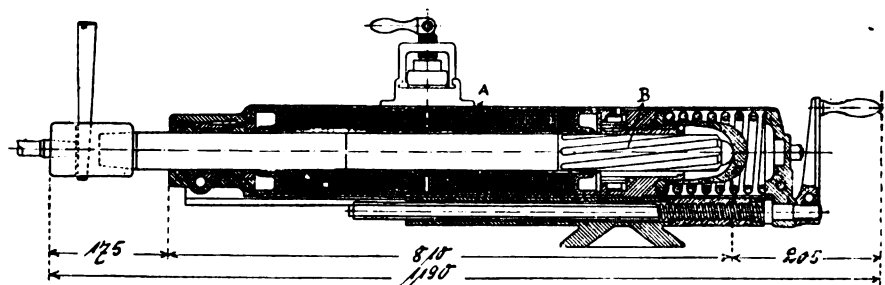


Fig. 8. — Perforatrice électrique Marvin.

A. Bobine. B. Rainure avec encliquetage.

exclut l'emploi de mécanismes délicats. C'est pourquoi on a préféré pour ces perforatrices à percussion (fig. 8) le système à solénoïdes, plus simple et plus robuste. La construction de ces perforatrices à solénoïde a été des plus difficiles et ce n'est qu'après bien des tâtonnements qu'on a obtenu de bons résultats.

Le premier essai pour produire électriquement un mouvement de va-et-vient sans l'inter-

médiaire d'organes mécaniques, fut fait en 1879 par W. von Siemens. Dans cette perforatrice, un noyau de fer placé à l'intérieur de trois solénoïdes se mouvait sans qu'il y eût d'interruptions dans le circuit des diverses bobines. Les trois bobines étaient en série; la médiane recevait du courant continu, les deux autres du courant alternatif. Les inconvénients principaux étaient la nécessité d'avoir deux sortes de courant, donc deux dynamos, et la nécessité d'avoir quatre conducteurs pour une perforatrice. Le système des solénoïdes fut perfectionné ensuite par van de Poele dont la « Union » acquit les brevets. Cette nouvelle perforatrice se distinguait de celle de W. von Siemens par l'emploi du courant continu pour alimenter la bobine médiane. Le nombre des conducteurs était donc réduit à trois. De plus, une machine primaire spéciale fournissait, en outre du courant continu, du courant triphasé à un petit nombre de périodes.

Le courant était recueilli par deux balais tournants et un balai fixe. La figure 9 représente schématiquement ce dispositif. I et II sont les balais tournants, III le balai fixe de la dynamo à deux pôles. L'induit faisait 1600 tours. Les balais I et II se mouvaient dans le même sens que l'induit, mais à raison de 400 tours. Si l'on recueille du courant entre III et I, ce sera du courant continu dont la tension devient nulle lorsque le balai I occupe la place du balai III, notamment près de *a*. Lorsque les balais I et II se déplacent, la tension du courant atteint son maximum à la position *d*, puis revient à zéro à la position *a*.

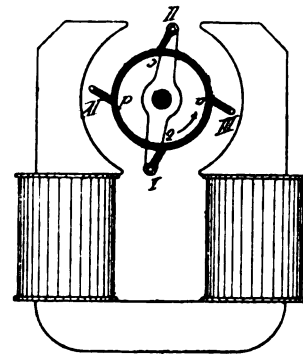


Fig. 9. — Dynamo van de Poele.

Le courant alternatif était recueilli aux balais I et II. Au moment où les balais occupent les positions *a* et *b*, la tension du courant continu est nulle entre les balais III et II, tandis que la tension du courant alternatif atteint son maximum, puis revient à zéro lorsque les balais tournants arrivent en *b* et en *c*. Le nombre de périodes du courant alternatif est par conséquent égal au nombre d'impulsions du courant continu, soit 400 à la minute.

La dynamo était en outre pourvue d'un autre balai fixe IV, qui, conjointement avec le balai III, prélevait du courant continu pour amorcer l'armature de l'aimant. Les balais tournants étaient reliés aux bagues RR, comme on le voit dans la figure 10. Dans cette figure, on voit aussi que les trois bobines de la perforatrice sont reliées à la dynamo, la bobine médiane G étant alimentée de courant continu; de chaque côté se trouvent, mises en série, les bobines à courant alternatif WW.

On a reproché à la perforatrice Van de Poele d'avoir une force de recul trop minime. Il fut remédié à cette faiblesse au moyen d'un commutateur permettant de relier à volonté la bobine à courant continu à l'un ou l'autre des conducteurs d'amenée, de façon à laisser la force attractive prédominante agir en avant ou en arrière. Mais cette perforatrice avait aussi l'inconvénient d'être trop grande et de s'échauffer très rapidement; pendant la marche en avant comme pendant la marche en arrière, une partie de l'énergie se transformait en chaleur.

La première installation de la perforatrice Van de Poele fut faite en 1892 à la mine « Albrecht » à Zsakarozs en Hongrie. La perforatrice utilisée avait 180 mm de diamètre, 1320 mm de long, et pesait en tout 152 kg.

Le principal défaut de cette perforatrice était sa longueur incompatible avec l'étroitesse des galeries. Ce défaut était dû à l'emploi des trois bobines. Van de Poele essaya de réduire ce nombre à deux, mais n'obtint pas de bons résultats. Marvin reprit le problème avec plus de succès.

Marvin, tout comme Van de Poele, emploie pour alimenter les deux bobines (voir fig. 8) du courant alternatif à un petit nombre de périodes et le conduit tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bobines.

La dynamo spéciale que nous avons décrite pouvait servir si la disposition des balais restait telle au collecteur et si les balais I et II étaient reliés aux bagues comme l'indique la figure 11. Comme cette perforatrice ne demande que du courant alternatif, les balais fixes III et IV n'ont d'autre rôle que de provoquer l'auto-excitation de la dynamo. La bague R qui tourne avec les balais I et II est en communication avec un balai; l'autre bague est faite de deux parties O et P, et reliée par une moitié seulement au second balai tournant I. Les balais qui frottent sur la bague divisée sont disposés de telle sorte qu'ils

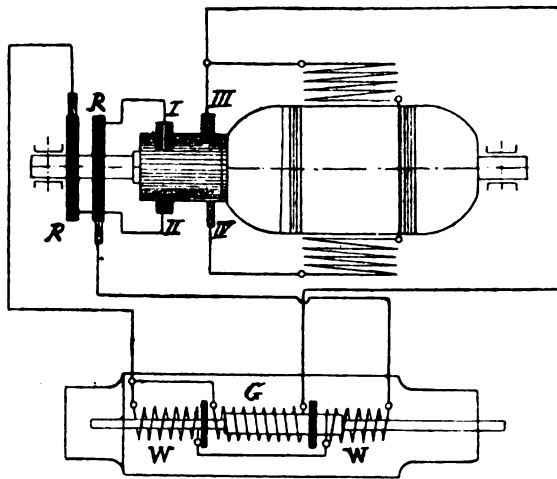


Fig. 10. — Schéma des connections des dynamo et perforatrice van de Poele.

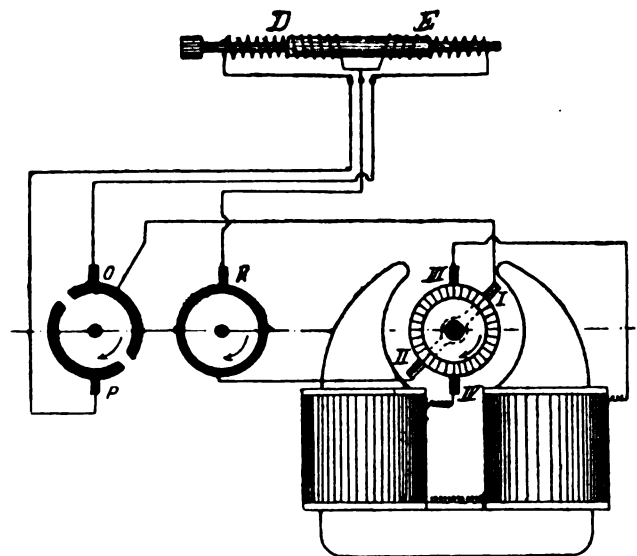


Fig. 11. — Dynamo van de Poele modifiée pour perforatrice Marvin.

passent de la partie conductrice de la bague à la partie isolée, quand les balais tournants I et II se trouvent dans la position où le courant alternatif est tombé à zéro. L'on évite ainsi la production d'étincelles.

Dans ces conditions, le fonctionnement de la perforatrice devient facile à comprendre. De la bague R et à travers les balais O et P, le courant est conduit respectivement au milieu du système de bobines et aux extrêmes bouts de l'enroulement, de façon qu'à chaque demi-tour des balais tournants, tantôt l'une, tantôt l'autre moitié de bobine D et E soit excitée et que le noyau soit, à chaque demi-période, mû tantôt en avant, tantôt en arrière.

Le nombre de coups de la perforatrice Marvin correspond donc au nombre de périodes du courant alternatif; la force des coups est égale dans les deux sens puisque les valeurs maxima positive et négative du courant alternatif sont égales entre elles. L'interversion de pôles est évitée par le fait que les deux demi-bobines sont enroulées en sens contraires.

La perforatrice à percussion Marvin présente sur celle de Van de Poele l'avantage d'être de 50 p. 100 moins lourde, d'être plus courte et de plus petit diamètre.

La figure 11 est une coupe longitudinale de la forme d'exécution actuellement adoptée.

La longueur est de 1 200 mm, le diamètre de 130 mm, le poids total 92 kg. Le coup en avant n'est limité que par le choc de l'acier du fleuret contre la pierre; le coup en arrière est recueilli par un tampon à ressort puissant et est en grande partie utilisé à nouveau pour le coup en avant.

Le piston du fleuret se compose d'une partie en fer aimanté et de deux parties en bronze: celle de devant porte la tête du fleuret destinée à recevoir le fleuret d'acier; celle de derrière est pourvue de rainures grâce auxquelles le piston, à chaque mouvement de regression, tourne d'environ 60°. La manivelle placée à l'extrémité postérieure sert à déplacer de 50 cm en avant ou en arrière le système de bobines. L'on doit donc, chaque fois que le trou s'avance de 50 cm, remplacer le fleuret par un autre plus long. Un dispositif discoïdal permet de fixer la machine, soit sur un trépied soit sur une colonne à expansion.

Comme la perforatrice à trois bobines, la perforatrice à deux bobines s'échauffe peu à peu. C'est pourquoi certaines perforatrices sont pourvues d'un réfrigérateur à eau, employant l'eau sous pression destinée au rinçage du trou de mine. On construit aussi des perforatrices du même type, mais de grand format. Leur poids est de 140 kg, le nombre de coups de 450 à 550. La consommation d'énergie est de 23 à 25 kilowatts pour le travail normal, de 32 kilowatts au maximum pour le forage dans la roche crevassée.

Dans le granit dur et homogène, la perforatrice fore en une minute un trou de 80 à 90 cm avec un diamètre d'ouverture de 55 mm.

Des perforatrices de même construction sont utilisées avec succès au percement de la Jungfrau (Suisse).

Pour la production de l'énergie électrique destinée à les actionner, on a renoncé aux dynamos à balais tournants que nous avons décrites plus haut. On emploie maintenant un type à 4 ou à 6 pôles donnant 500 périodes par minute avec 500 tours. Pour l'obtention de la basse fréquence, les spires de l'induit d'une dynamo à courant continu sont reliées de telle façon aux lamelles d'un inverseur spécial, que les points neutres ne se trouvent pas toujours au même endroit eu égard aux balais, mais tournent avec une certaine vitesse. Un avantage essentiel de ces dynamos spéciales dont la puissance peut atteindre 125 kilowatts, réside dans le fait qu'elles peuvent produire, outre le courant alternatif nécessaire pour les perforatrices, du courant continu utilisable pour l'éclairage, etc.

Pour la poursuite des veines de houille, on ne se sert ordinairement pas de perforatrices; le travail se fait au pic ou, ce qui est souvent plus avantageux, à la haveuse. La « Union Elektrizitäts Gesellschaft » exploite la haveuse Sullivan qui s'est déjà bien comportée en Amérique. La partie active de la machine est une chaîne coupante garnie de couteaux et conduite sur deux poulies à la façon d'une scie à ruban. La profondeur de l'entaille peut atteindre 1,50 m. Lorsque le maximum de profondeur est atteint, la machine entière se déplace latéralement. De cette façon la largeur de l'entaille peut s'élever à 20 m. Le travail d'abatage peut alors s'achever par explosion. Le rendement mécanique de la machine est considérable.

Les applications électriques ayant trait au travail minier sont donc importantes et intéressantes. Celles qui ont trait à la troisième catégorie, c'est-à-dire au transport des matériaux extraits, ne le sont pas moins. Nous considérerons d'abord le transport horizontal, puis le transport vertical ou extraction dans les puits principaux et dans les puits secondaires ou intérieurs.

La traction des wagonnets dans les galeries horizontales ou légèrement montantes peut se faire soit au moyen d'un moteur stationnaire, soit au moyen de locomotives électriques.

Dans le premier système, le moteur actionne, par des transmissions appropriées, des poulies sur lesquelles passent des câbles ou des chaînes sans fin. Les wagonnets sont attachés à l'organe tracteur, puis détachés lorsqu'ils ont parcouru le chemin voulu. Des moteurs spéciaux ont été étudiés pour la commande des transports intérieurs.

Ce mode de transport ne s'emploie en général que pour les petites distances. Pour les grandes, le transport par locomotives électriques est plus avantageux. Il se distingue par la grande indépendance vis-à-vis des fluctuations du trafic. Les courbes de la voie qui, pour le transport intérieur, occasionnent un surcroît de frais d'exploitation et une usure plus grande de l'organe tracteur, malgré l'emploi de rouleaux-guides, peuvent être franchies sans difficulté par des lignes à locomotives. Le transport intérieur permet, toutefois, de surmonter des pentes plus fortes.

Les locomotives électriques permettent cependant des efforts très élevées même avec des écartements très réduits. C'est ainsi que les locomotives construites en vue des installations envisagées donnent avec 300 mm d'écartement de rails, 15 chevaux effectifs. La construction n'en est pas moins très normale, le moteur étant suspendu directement aux essieux de marche. Les locomotives ont l'avantage particulier de pouvoir s'adapter par leurs dimensions et leur construction aux circonstances les plus défavorables. Comme preuve nous pouvons citer un type dans lequel les moteurs ont normalement une force de 90 chevaux effectifs, quoique l'écartement des rails ne soit que de 700 mm, et la hauteur de la galerie 1 600 mm. Toutes les parties sont d'un accès facile et d'un fonctionnement assuré.

La locomotive normale, pour voie étroite, a une force allant jusqu'à 30 chevaux et un écartement allant jusqu'à 630 mm. Elle est à deux essieux, avec ressorts; les côtés et le front sont de fonte; les essieux, en acier Martin, les roues en acier fondu et fixées à chaud aux essieux. Le dessus est fermé par des portes de bois qui permettent d'examiner facilement l'intérieur de la locomotive. A l'avant se trouve un siège pour le conducteur. La manœuvre se fait à l'aide d'un contrôleur, de puissants freins à main et de sabliers. Voici les dimensions principales longueur maximum, 2 600 mm, largeur maximum 1 080 mm, écartement des essieux 720 mm, diamètre des roues 500 mm. Le fil de contact peut se trouver à 1 400 mm au-dessus des rails.

Comme locomotive normale pour le transport à la surface, le type est inspiré des locomotives électriques de galeries, mais plus développé. L'écartement des rails peut s'élever pour ces locomotives à 1 m.

Les locomotives électriques minières actuellement employées dans ces installations, dépassent le total de 1 350 chevaux. On a donné la préférence au conducteur unipolaire avec retour par les rails. La prise de courant se fait soit au moyen d'une roulette frottante, soit au moyen d'un rouleau d'aluminium. Dans ce dernier système, la pression sur le fil de trôlet est toujours verticale, de sorte que la prise de courant n'a pas besoin d'être retournée lorsque la machine change de direction.

Il y a aussi des locomotives pour courant triphasé, quoique, pour les mines, le courant continu soit préférable à cause de la simplicité plus grande du transport.

Quant à la vitesse, elle est assez élevée. L'électromoteur marche à raison de 400 à 700 tours par minute, de sorte que par une simple transmission, on atteint une vitesse de 10 à 18 km à l'heure. Comme les moteurs sont enroulés en série, la marche est plus lente avec une forte charge qu'avec une charge moindre.

Tous les avantages qui se sont révélés dans la traction électrique des tramways se sont aussi vérifiés dans les transport électriques miniers. On peut donc présumer que ce domaine de l'électrotechnique est appelé à un grand avenir.

Des avantages d'une importance égale sont inhérents à la commande électrique des machines d'extraction. Ces avantages se manifestent principalement lorsque les machines sont établies sous terre et que l'extraction se fait par des puits intérieurs ou des galeries plongeantes. Le treuil électrique y est du reste depuis des années fort apprécié. Récemment, on est arrivé à actionner électriquement les grandes machines d'extraction, notamment celles des puits principaux avec machines établies sur le carreau de la mine.

L'expérience a montré que si, dans les grandes installations d'extraction, il est recommandable de coupler directement le moteur et le tambour d'extraction, pour les petites et les moyennes installations l'emploi d'engrenages intermédiaires peut être avantageux. Aussi, tient-on compte de ce principe pour la construction des machines d'extraction et des treuils.

Pour l'extraction avec courant continu, on emploie, lorsqu'il faut disposer de vitesses

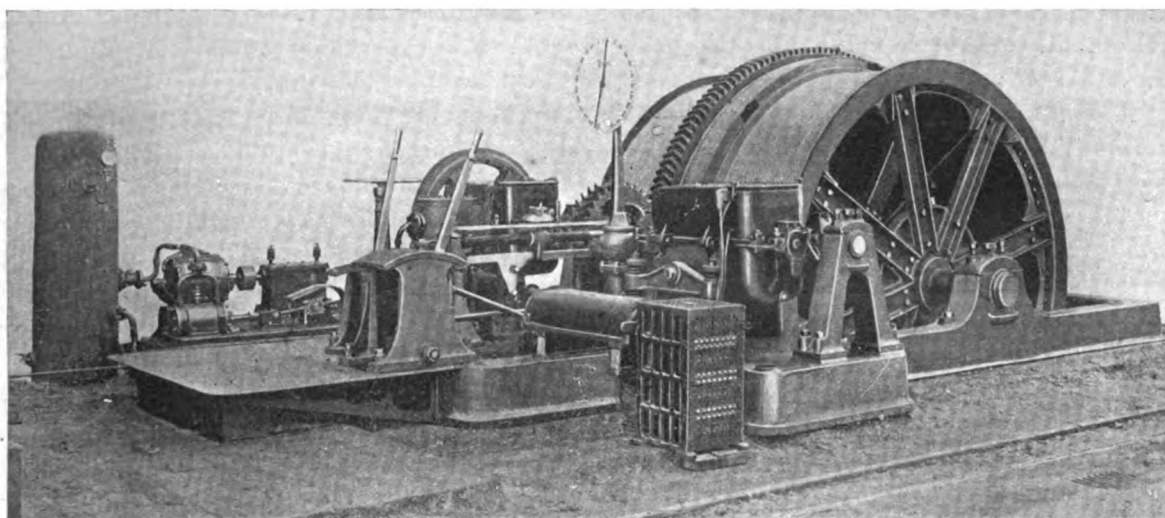


Fig. 12. — Machine d'extraction U. E. G.

différentes, non pas un moteur pour la commande, mais deux moteurs de $1/2$ force. Par le couplage en série ou en parallèle, on obtient ainsi, soit la demi, soit la pleine vitesse. La première s'emploie pour le transport des personnes, la seconde pour celui des matériaux. Pour le démarrage, les deux moteurs sont d'abord couplés en série, puis en parallèle. De cette façon, on épargne les résistances et on diminue les pertes de courant qui s'y produisent. Ces couplages s'établissent à l'aide de contrôleurs de démarrage qui renferment un cylindre pour la mise en marche et le réglage, un autre pour le couplage.

Quant aux moteurs, s'il s'agit de petites ou de moyennes charges, les moteurs de trams peuvent servir d'exemple pour leur construction. Dans la plupart des installations, les moteurs sont suspendus à ressorts. Ce mode de suspension présente l'avantage d'amortir très efficacement les chocs qui se produisent dans la machine et de permettre une marche assez silencieuse.

Dans la machine d'extraction représentée à la figure 12 et destinée à remonter de 200 m de profondeur 600 kg de charge utile avec une vitesse de 4,20 m par seconde, les moteurs sont établis de la manière que nous venons de décrire. Chacun de ces moteurs a une force de 45 chevaux sous 500 volts de tension et actionne au moyen d'une double transmission à

roues dentées les deux tambours dont le diamètre est de 3 m. La machine est pourvue de deux freins. L'un sert de frein de réglage à main et agit sur l'arbre de l'engrenage ; il est manœuvré par le levier de distribution qui s'emploie pour le démarrage et le changement de marche. Pendant le transport normal il n'y a donc qu'un seul levier à manœuvrer. Le second levier agit sur la circonférence même du tambour ; il fonctionne au moyen de l'air comprimé. L'air comprimé nécessaire est produit par un compresseur actionné par un petit électro-moteur de 3 chevaux. On distingue ce compresseur au fond de la figure 12. Il est pourvu d'un appareil automatique au moyen duquel le moteur démarre, quand la pression diminue, et s'arrête quand elle atteint le maximum permis.

Le frein à air comprimé se manœuvre au moyen d'un levier à main placé en face du levier de distribution.

Outre ces freins, la machine est encore pourvue d'un appareil de sûreté qui empêche la cage d'être élevée trop au-dessus de la recette supérieure par l'inattention du conducteur. Cet appareil sert en même temps d'appareil ralentisseur et agit automatiquement et graduellement, lorsque la cage approche de la recette. Si la cage vient à dépasser sa position terminus, cet appareil coupe le courant et produit la chute d'un frein.

Le conducteur se tient sur une plate-forme et a sous les yeux, outre les tambours d'extraction, l'indicateur de profondeur avec cadran. Les deux leviers qu'il a à manœuvrer, savoir le levier de distribution, qui est en même temps celui du frein à main, et le levier du frein à air comprimé, sont commodément placés à sa droite et à sa gauche. Un peu plus sur le côté se trouve la roue du frein à bloquer.

On applique aussi aux treuils et machines d'extraction un frein magnétique qui agit automatiquement si le courant se trouvait accidentellement interrompu pendant le transport. Ce frein consiste essentiellement en un électroaimant retenant un frein à contre-poids. Lorsque le courant est interrompu, l'électro-aimant est désaimanté et le frein libéré agit automatiquement.

D'une façon générale, ce qui distingue les treuils et machines d'extraction de la « Union Electricitäts Gesellschaft », c'est la construction compacte, qui rend possible et facile l'installation même lorsque les conditions d'espace sont peu avantageuses ; c'est aussi la facilité d'accès à toutes les parties, la simplicité extraordinaire de la manœuvre.

Nous ne nous arrêterons pas aussi longtemps au groupe des applications diverses que nous l'avons fait pour ceux que nous venons d'étudier. Ces applications sont nombreuses, mais ne présentent pas les mêmes difficultés techniques et n'ont pas la même importance. Nous nous bornerons donc à passer en revue quelques-unes de celles faites par la société dont le nom a déjà été cité.

Après l'éclairage par lampes à arc et par lampes à incandescence qui ne présente de particulier que la nécessité, dans les locaux imprégnés de vapeurs acides, d'avoir des supports inattaquables, il convient de citer la commande des charriots transporteurs, des machines à extraire le coke, des machines à trier le coke, des élévateurs pour le charbon, le bois, etc., des plates-formes roulantes, des installations de grillage et de préparation des minerais, des funiculaires, des appareils de lavage du minerai, des soufflets de forge, des scies, etc., etc.

Nous ne nous appesantirons pas sur ces applications, d'autant plus que certaines d'entre elles se retrouveront dans les installations que nous allons décrire.

La première dont nous nous occuperons est celle de la mine « Adolf von Hanseman », près de Mengede.

L'on n'a jusqu'à présent que rarement employé le courant triphasé pour toutes les

applications minières, tant du fond que de la surface. La mine dont nous parlons en offre un exemple remarquable. S'il est vrai que dans cette exploitation, les travaux souterrains, le transport en galeries et l'éclairage n'offrent pas un intérêt spécial, par contre, les installations faites sur le carreau de la mine sont d'une grande nouveauté.

La centrale comprend deux dynamos de même force, couplées directement avec les machines motrices. Celles-ci, du type compound, marchent à 125 tours à la minute, sous 6 atmosphères de pression, et ont une force de 150 chevaux effectifs.

Les alternateurs triphasés sont en parallèles. La dynamo excitatrice a 6 pôles et donne avec 92 ampères sous 125 volts, 11,5 kilowatts. La tension est réglée par une résistance variable.

L'alternateur triphasé fournit avec 150 volts de tension composée, 158 ampères, de sorte que le rendement est en chiffre rond de 150 kilowatts, soit 200 chevaux pour chaque machine. Il est à 48 pôles ce qui, à 125 tours par minute, donne 50 périodes par seconde pour le courant produit. La roue polaire est en fonte et a 2 388 mm de diamètre extérieur. Les noyaux des pôles, afin d'éviter les courants de Foucault, sont faits de tôles forgées, minces et isolées l'une de l'autre. La section des pôles est elliptique et telle est aussi la forme des électroaimants.

L'induit est fixe et est formé d'une carcasse de fonte pourvue d'un rebord intérieur auquel sont fixées des parois latérales en fonte. Dans la cavité circulaire ainsi formée sont logés les noyaux de fer des bobines d'induction. Pour faciliter les réparations, l'induit tout entier peut être déplacé latéralement, de façon à permettre d'arriver aussi facilement à l'inducteur qu'aux bobines de l'induit.

Les installations établies sur le carreau comportent :

- 1° Le réseau de l'éclairage avec lampes à arc et lampes à incandescence ;
- 2° Un charriot transporteur ;
- 3° Deux machines à extraire le coke ;
- 4° L'outillage de triage du coke ;
- 5° Deux élévateurs pour le charbon et pour le bois ;
- 6° L'installation des ateliers.

De chaque borne de la dynamo, un câble se dirige vers les trois conducteurs principaux. Les deux dynamos peuvent alimenter ces conducteurs simultanément ou séparément. Les points d'utilisation du courant sont groupés en trois séries. La première alimente le puits et divers moteurs ; la deuxième alimente les lampes à incandescence, la troisième, les lampes à arc. Ces deux dernières séries ont du courant à 115 volts, produit au moyen de 6 transformateurs de 15 kilowatts. Comme d'habitude, chaque phase a son transformateur particulier. Cet arrangement est avantageux en ce sens que, si pour une cause ou l'autre, une phase venait à se déranger, on pourrait encore travailler avec les $\frac{2}{3}$ de la force de l'installation. Trois des transformateurs servent pour les conducteurs des lampes à incandescence, les trois autres pour le réseau des lampes à arc. Le nombre de lampes à incandescence alimentées est de 453 ; celui des lampes à arc de 30 ; ces dernières sont groupées par 3 en série et consomment 15 ampères. Elles sont réparties sur le carreau, à la gare, à l'usine à coke, à la fabrique de briquettes, au hangar du puits, à la salle des machines et aux ateliers.

Les interrupteurs principaux et les appareils de contrôle sont réunis sur un tableau de 5,74 m $\times$ 2,14, de telle sorte que résistances, fusibles et conducteurs sont facilement accessibles derrière le tableau. On ne travaille dans les voltmètres qu'avec une tension de 115 volts.

La construction des transformateurs n'est pas sans intérêt. Le noyau, constitué par des plaques de fer forgé séparées, est formé de deux moitiés, l'une enroulée à haute tension, l'autre à basse tension. L'huile réduit autant que possible l'échauffement des masses de fer et de cuivre et empêche l'oxydation du noyau, tout en renforçant l'isolement des bobines.

Les moteurs cités plus haut sont construits de façons différentes suivant les usages auxquels ils sont destinés.

Un moteur de 30 ampères est placé dans les ateliers, un autre de 20 ampères se trouve dans la salle de triage du coke. Ces deux moteurs actionnent directement des arbres de transmission. Ce qui distingue cette installation, c'est le travail presque continu des moteurs, la douceur du démarrage, l'absence d'inversion de marche. Il serait inutile de pourvoir de tels moteurs triphasés de bagues de friction et de résistances de démarrage qui y sont normalement reliées. Toutefois, la grandeur des moteurs empêche leur démarrage sans résistances. Contrairement à ce que font d'autres sociétés, la « Union Elektrizitäts Gesellschaft » place ces résistances de démarrage à l'intérieur de l'induit. Au moment de la mise en marche, la résistance est complètement insérée dans le circuit. Quand la vitesse devient suffisante, la résistance est graduellement mise hors circuit grâce à un anneau métallique déplaçable sur l'arbre. Cet anneau ferme d'abord quelques contacts, puis supprime complètement la résistance. L'embrayage et le débrayage de l'anneau se font au moyen d'un levier manœuvré à la main.

Les trois élévateurs électriques qui se trouvent dans cette installation sont identiques de construction et utilisent des moteurs de 10 ampères. Pour la construction de ces élévateurs, on a adopté, avec raison, au lieu d'un changement de marche électrique, une transmission avec moteur à révolution toujours semblable. On évite ainsi le renversement continu de marche au moyen d'appareils spéciaux, qui serait peu avantageux dans une exploitation très active.

A côté du puits d'extraction est placé à l'étage inférieur le moteur de 10 ampères avec induit court-circuité et, par suite, exempt de résistances de démarrage et de bagues. Il est placé dans un étui de bois fermé, de sorte que le personnel ne peut être mis en contact avec les parties électriques.

Le moteur fait 750 tours par minute et actionne par courroie une courte transmission reliée à l'élévateur et faisant 528 tours par minute. Cette transmission porte une poulie de 600 mm de large actionnant une courroie croisée et une courroie non croisée qui, pendant les arrêts, sont portées par deux poulies folles. Entre ces poulies folles, se trouve la poulie fixe qui, suivant qu'elle reçoit l'une ou l'autre courroie, actionne, à raison de 249 tours par minute et dans l'un ou l'autre sens, l'arbre qui, par engrenages, actionne le tambour à raison de 3,8 tours par minute. Le diamètre du tambour étant de 1,235 m, la vitesse d'élévation est de 0,25 m par seconde.

L'élévateur peut élever une charge de 1 000 kg, l'une des bennes étant vide. Le rendement théorique est de 46,6 p. 100.

Le déplacement des wagonnets sur les voies parallèles de l'exploitation se fait au moyen d'une plate-forme ou chariot transporteur dont la construction se voit dans la figure 13.

Sur 3 rails plats distants de 2,71 m, la plate-forme roule sur la voie ininterrompue. Les côtés supérieurs sont à 30 mm au-dessous de ceux des rails plats, de sorte que les jantes des roues du plateau glissent librement sur la voie. Comme on peut le voir dans la figure,

le corps du véritable chariot-transporteur est formé de barres d'acier laminé. A 3,9 m au dessus des rails sont tendus les trois conducteurs qui amènent le courant. La prise de courant se fait par trois trôlets, qui, grâce à un court levier et à un ressort, s'appuient sur les fils de trôlet. Des trôlets, le courant se rend à un tableau pourvu de fusibles et de disjoncteurs instantanés. Avant le tableau partent en dérivation des conducteurs destinés à l'éclairage intérieur et extérieur de la plate-forme. Les cinq lampes à incandescence qui y sont employées sont en série.

Les fréquents arrêts et démarrages ainsi que la grandeur de la machine, exigeaient un moteur pourvu d'une résistance de démarrage et d'un inverseur. L'inversion s'opère au moyen d'un contrôleur normal.

L'arbre de l'induit, qui fait 750 tours par minute, actionne par des courroies une transmission qui fait 225 tours et actionne à la fois le câble tirant les wagons et la plate-forme.

Lorsqu'un wagonnet doit être attiré sur la plate-forme, la roue dentée R, par suite du mouvement du levier H, attaque la roue fixée sur la transmission et, par l'intermédiaire des roues coniques K, actionne la roue dentée Z. L'axe de la roue Z porte la poulie S autour de laquelle s'enroule le câble dont un bout est fixé au wagon.

Quand le wagon est monté sur la plate-forme, le conducteur déplace le levier C et, par là, presse les freins D contre les roues du wagon.

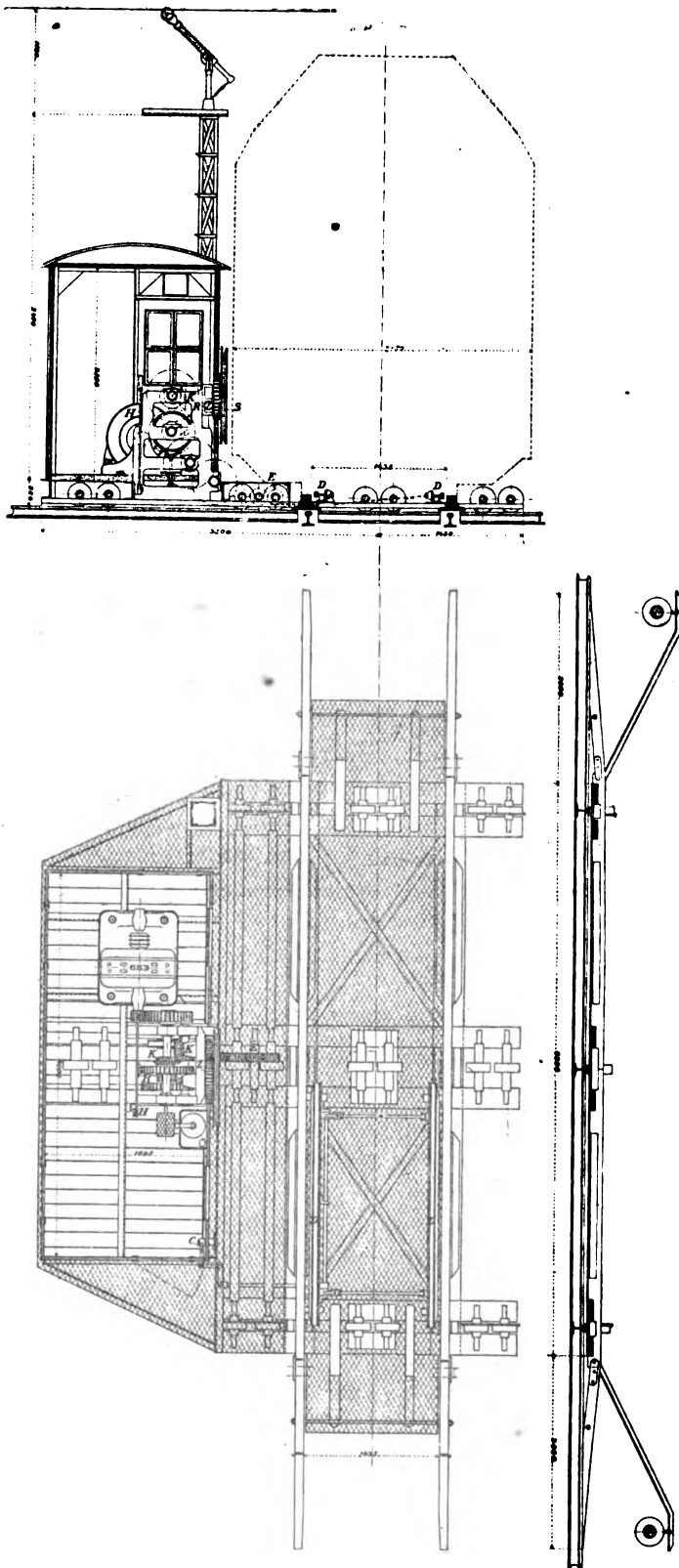


Fig. 13. — Plate-forme roulante à commande électrique du puits
Adolf von Hanseman.

Renversant ensuite le levier H, puis la roue O, par l'intermédiaire d'une double transmission, on fait tourner la roue E qui actionne les arbres des roues motrices.

La vitesse de marche est de 0,5 m par seconde ; la traction des wagonnets s'effectue à raison de 1 m par seconde. Toutes les roues dentées sont en acier fondu. La plate-forme a 6 m de long. Sa force est de 30 tonnes au maximum.

L'avantage des machines à extraire le coke, actionnées au moyen du courant triphasé, réside dans le fait qu'elles dispensent de l'emploi des machines à vapeur et chaudières et n'accroissent par conséquent pas la température déjà très haute à laquelle les ouvriers sont exposés près des fours à coke.

Pour toute la série des 80 fours, il n'y a que deux machines. Elles travaillent alternativement, chacune douze fois par jour. La plaque d'extraction, représentée dans la figure 19, a 1 m de haut sur 43 cm de large.

L'électromoteur de 20 chevaux fait 250 tours et est exactement du type que nous avons vu à propos de la plate-forme. Il est pourvu des mêmes appareils d'arrêt et de démarrage. L'arbre de l'induit porte une roue dentée qui agit sur une roue d'acier fondu, laquelle à son tour actionne la première transmission. La deuxième transmission porte un couplage à griffes au moyen duquel une des roues dentées folles S ou L est accouplée à cet arbre. L'embrayage se fait au moyen du levier B.

Si toute la machine doit servir pour un four, le levier est ramené en arrière et la roue dentée S est couplée avec la deuxième transmission. De là, sont actionnées, au moyen de roues droites et coniques, trois roues motrices fixées sur un axe commun. On obtient ainsi pour le démarrage une vitesse de 0,28 m par seconde.

Comme le poids de tout l'appareillage est fort au-dessous d'une installation similaire à vapeur, on a imaginé un dispositif spécial pour retenir la machine sur les rails dans les moments d'activité. Dans ce but, on a placé de chaque côté du cadre deux pinces qui, lorsque la machine fonctionne, enserrant la tête des rails. Leur action se produit au moyen d'un levier chargé d'un poids.

Le courant est amené au moteur par trois conducteurs supportés par des mâts et des supports fixés devant le four. La prise de courant se fait au moyen de trôlets placés sur la toiture de tôle laminée où ils sont supportés par une travée en bois.

Les pertes dues aux engrenages étant décomptées, on a calculé qu'il restait pour l'extraction du coke une force de 6 000 kg. Or, le poids de la masse à mouvoir est de 4 500 kg. Le moteur est donc amplement suffisant. Le moteur reçoit au maximum 17,1 kilowatts et fournit 14,7 kilowatts, soit 20 chevaux. A pleine charge, le rendement du moteur est de 86 p. 100, ce qui peut être considéré comme un bon résultat. On pourrait encore augmenter ce rendement, mais ce serait inutile, car les conducteurs pourraient avoir à en souffrir.

Les installations que nous venons de décrire se sont très bien comportées pendant l'exploitation. Il est encore à remarquer que l'énergie très variable requise en un jour par tous les points d'utilisation est fournie par une seule centrale pourvue d'unités peu nombreuses, mais puissantes.

Pendant les périodes où de grandes quantités d'énergie sont nécessaires, les machines travaillent simultanément. D'autre part, en cas de dérangement, une machine peut travailler au lieu d'une autre, en sorte que l'exploitation n'est jamais complètement interrompue. Les machines peuvent, munies de tous les perfectionnements de la technique moderne, assurer de cette façon une économie de vapeur impossible à atteindre autrement. D'autres forces motrices, pression hydraulique, air comprimé, etc., pourraient, il est vrai, donner une solution identique, mais ne pourraient se comparer à l'électricité pour la distribution

et la transmission de l'énergie. Aucune autre force motrice ne possède des conduites aussi simples à établir, aussi pratiques, aussi sûres, aussi économiques, qui demandent si peu de réparations, si peu de place et occasionnent des pertes aussi minimes.

Cette supériorité de l'électricité devient considérable au point de vue économique, lorsque l'énergie peut être fournie par la force hydraulique. Jusqu'à présent, les exploitations minières exclusivement desservies par la force électrique engendrée par des cours d'eau éloignés, sont peu nombreuses. Les deux installations dont nous allons dire quel-

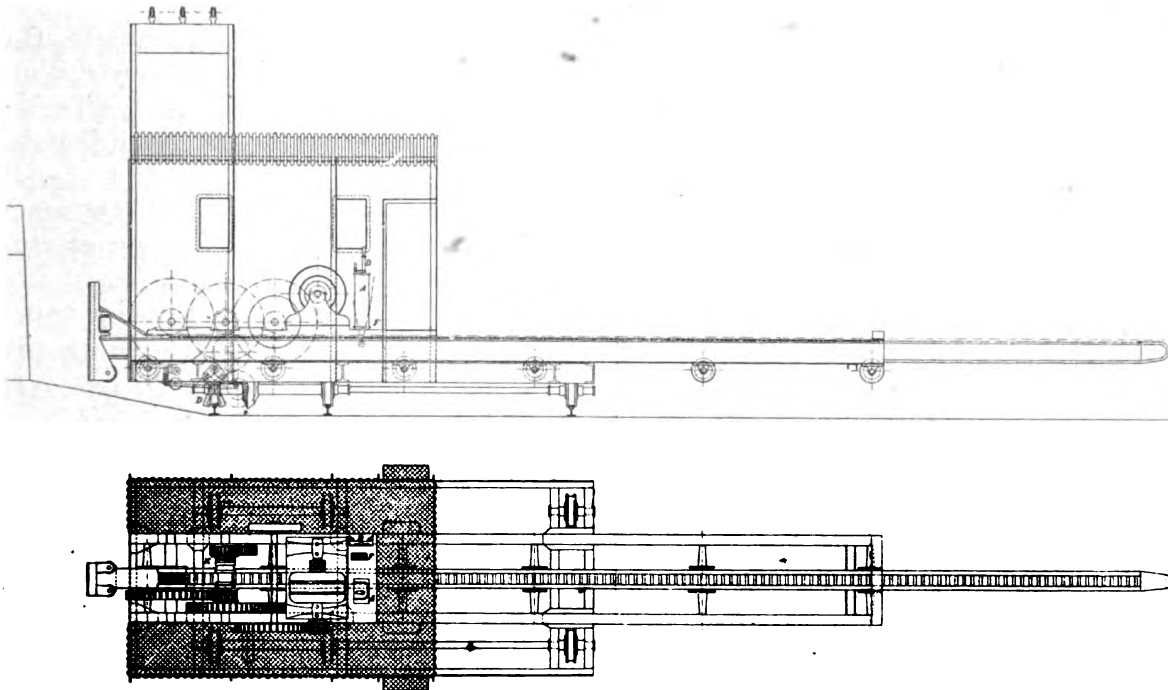


Fig. 14. — Extracteur de coke à commande électrique, puits Adolf von Hauseman.

ques mots, ont réussi à résoudre le problème de la coopération de deux centrales distantes de plusieurs kilomètres.

L'exploitation des mines de fer archiduciales à Zakarfaler s'étend de l'Est à l'Ouest jusqu'au Klippenberg, sur une distance de 5 km.

En 1898, on y fit d'importantes modifications. On abandonna l'installation voisine de la gare de Marienhütte et on établit au pied du Klippenberg, à la galerie « Susanne », de nouvelles installations de grillage et de préparation du minerai. On construisit aussi un funiculaire conduisant à la gare de Stephanshütte (4,5 km). On utilisa pour cette installation la force hydraulique qui avait servi à Marienhütte. On avait à alimenter le funiculaire, l'installation de lavage du minerai, les ateliers, l'éclairage des fourneaux de grillage et, enfin, les perforatrices électriques du Klippenberg. Ces perforatrices furent fournies par la Union Elektrizitäts Gesellschaft.

De la centrale de Marienhütte, l'énergie électrique devait être transportée à la galerie « Susanne » (5 km) et à la galerie « Friedrich I ». On emploie le courant triphasé à 2 000 volts. Les turbines furent fournies par Ganz et C^o. La puissance est de 78 à 1200 ampères.

L'alternateur triphasé de 100 kilowatts sous 2 000 volts, à 42 périodes et 350 tours, est

couplé directement avec la dynamo excitatrice. Elle est à courant triphasé, mais les forces décalées de $1/4$ de période se réunissent à l'aide d'un montage de Scott, en 3 forces décalées de 120° .

Les câbles conduisant au tableau de distribution sont renfermés dans des conduites souterraines.

Pour l'éclairage de la centrale, de l'enceinte extérieure et des bureaux, un transformateur de 4 kilowatts réduit la tension à 110 volts.

L'énergie dépensée par les perforatrices, le funiculaire et les autres machines secondaires étant très variable, on jugea opportun de régler automatiquement la centrale. On décida à cet effet de maintenir constant le nombre de tours de la turbine au moyen d'un régulateur à frein et, en outre, d'établir un régulateur de tension agissant sur l'excitation de la dynamo triphasée. Le régulateur à frein employé est de la fabrique Briegleb, Hausen et C^o à Gotha, et garantit 1,5 p. 100 de variation dans le nombre de tours. Il consiste essentiellement en une pompe foulante marchant entièrement dans l'huile et construite dans le genre des pompes Enke; la section transversale de son passage varie automatiquement suivant la déviation du régulateur centrifuge excentrique.

Quant au régulateur de tension, c'est un rhéostat dont le volant est mù automatiquement par les poignées fixées sur une tige qui se meut en va-et-vient. La commande s'effectue par un petit moteur.

Pour séparer la ligne de Marienhütte de la communication avec l'exploitation, une centrale secondaire fut établie derrière les installations de grillage et de préparation. Elle est pourvue de 2 transformateurs triphasés de 20 kilowatts chacun, à 2000 volts primaires et 330 volts secondaires, et d'un transformateur de 4 kilowatts à 110 volts pour l'éclairage.

Un moteur triphasé de 30 HP sert au lavage du minerai; un autre de 16 HP, au funiculaire, un autre de 5 HP, à l'atelier; un autre de 1,5 HP et 2400 tours actionne un ventilateur pour activer les six forges de l'atelier. L'éclairage se fait par 3 lampes à arc et de nombreuses lampes à incandescence.

Une autre partie du courant est conduite (à haute tension) aux perforatrices de la galerie « Friedrich I ». Le courant y est réduit à 330 volts par 3 transformateurs monophasés de 10 kilowatts. Si l'un des transformateurs vient à faire défaut, on peut continuer à travailler avec $2/3$ de la force totale. La chambre des machines comporte une dynamo spéciale pour perforatrices, actionnée par un moteur triphasé de 30 HP.

Le moteur du funiculaire agissant tantôt comme moteur, tantôt comme générateur et cela plusieurs fois par minute, causait des variations considérables de tension qui influençaient fâcheusement l'exploitation entière. Il fut en conséquence remplacé par une locomobile.

L'exploitation ayant pris peu après une nouvelle extension par l'ouverture de galeries profondes, un accroissement d'énergie devint nécessaire. Une seconde centrale fut donc établie à Stefanshütte, pour utiliser la force hydraulique de la Hernad. La tension fut élevée à 3000 volts. Comme on désirait que les deux centrales travaillassent en commun et pussent être disjointes, de façon que l'une d'elle continuât seule le travail, le générateur de Marienhütte reçut un nouvel enroulement pour 3000 volts et les transformateurs furent modifiés en conséquence. Les alternateurs triphasés fonctionnèrent donc en parallèle et à distance. Ce fut une innovation de la « Union Elektrizitäts Gesellschaft ».

La turbine de la nouvelle centrale développe une force de 207 HP. Elle est couplée directement avec la génératrice, dont le rendement est de 200 kilowatts sous 3000 volts. Le courant pour l'éclairage de la centrale est fourni par un petit transformateur de 4 kilo-

watts. Le courant est conduit à la galerie Susanne (6 km). Une partie est utilisée pour l'éclairage de la gare Stefanshütte au moyen d'un transformateur de 2,5 kilowatts.

Les anciens transformateurs de 20 kilowatts furent renforcés pour 50 kilowatts. Le reste de l'installation ne subit aucune modification, sinon qu'elle fut complétée par de nouvelles perforatrices et un moteur générateur à courants alternatifs avec batterie-tampon pour la commande de la nouvelle machine d'extraction et du funiculaire. On employa pour ces deux dernières le courant continu, afin d'éviter les perturbations dans l'installation générale.

La machine d'extraction est souterraine et située à 160 m environ de la centrale. Sa disposition est identique à celle décrite précédemment. Sa charge utile est de 1 000 kg; sa vitesse maximum, 2,50 m par seconde; la profondeur de l'extraction 125 m; la force du moteur 65 chevaux; la dépense moyenne est de 50 HP, celle de la levée de 75 HP.

D'autres agrandissements ont été successivement effectués. Le nombre de perforatrices fut porté à 64 et les transformateurs de la galerie « Friedrich I » furent chargés de fournir le courant à deux ventilateurs placés à 200 et à 600 m, et un treuil de fonçage commandé par un moteur triphasé de 3,9 HP et pouvant remonter 100 kg avec une vitesse de 1,50 m par seconde.

La consommation de l'exploitation totale devrait être de 230 HP dans la centrale secondaire. En réalité, les moteurs n'étant pas exploités entièrement, elle ne s'élève qu'à 125 HP ou, en y comprenant la machine d'extraction, à 150 HP à la galerie Susanne. Il reste donc une réserve suffisante pour une extension ultérieure.

Cette installation s'est montrée très économique depuis qu'elle fonctionne.

Nous arrêterons ici cet article déjà long, quoique trop court pour qu'on y puisse épuiser le sujet dans ses détails. Toutefois, le peu que nous avons dit suffira, pensons-nous, à montrer de quelle importance économique peut être pour les mines l'emploi judicieux et raisonné de l'électricité, qui, dans bien des cas, a rendu largement rémunératrices des exploitations minières précédemment infructueuses.

Emile GUARINI.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

MESURES

Sur l'exactitude et l'arrangement des appareils à résonance Hartmann et Braun, par Hartmann Kempf. *Electrotechnische Zeitschrift*, 21 janvier.

Une méthode a été indiquée par l'auteur (*Écl. Élect.*, 30 mars 1901, p. 489) pour la détermination de la fréquence des courants ondulés au moyen d'une échelle de corps résonants, contrairement aux méthodes proposées antérieurement, qui consistent en l'emploi d'un corps vibrant unique animé d'un nombre d'oscillations variable.

Les lamelles d'acier en forme de languettes formant ressorts ont été trouvées très propres à

la constitution d'une échelle de corps résonants; la période vibratoire peut être mesurée par un procédé optique d'après l'amplitude des oscillations, ou bien aussi par un procédé acoustique, en plaçant le ressort sur une caisse de résonance. L'emploi des deux moyens conduit à deux types d'appareils: ceux de la première classe, dits électro-optiques, sont constitués par un certain nombre de ressorts d'acier en forme de lamelles, dont l'extrémité libre est munie d'un petit repère pour faciliter l'observation, mises en vibration par le champ oscillant d'un électroaimant. Comme l'amplitude des oscillations dans les systèmes faiblement amortis croît extrêmement vite quand on s'approche de la

résonance (fig. 1 et fig. 1 du 30 mars 1901), les languettes de l'échelle dont la période d'oscillations propre se rapproche de la période du champ agissant, par exemple de $\pm 0,5$ p. 100, prennent seules un mouvement vibratoire de forte amplitude : tout au moins cela est vrai pour des ressorts dont la fréquence d'oscillations et de l'ordre de 100 par seconde. Le grand avantage d'un tel appareil est qu'il suffit de le connecter au réseau et de chercher la place que doit occuper l'électro-aimant inducteur pour produire la résonance.

La deuxième classe d'appareils est basée sur l'effet acoustique de la résonance. Dans ce cas, il est la plupart du temps avantageux de n'exciter à la fois qu'une, ou au plus trois languettes, car l'effet acoustique de la résonance ne doit pas se traduire par un son musical, mais par un ton nettement marqué qui prouve la résonance. Trois languettes voisines excitées en même temps ne donnent pas la note correspondante à leur période propre d'oscillations, mais leur ton est celui des vibrations forcées et est toujours en consonance avec la fréquence excitatrice.

Depuis son premier travail, l'auteur s'est occupé de déterminer exactement quels sont les

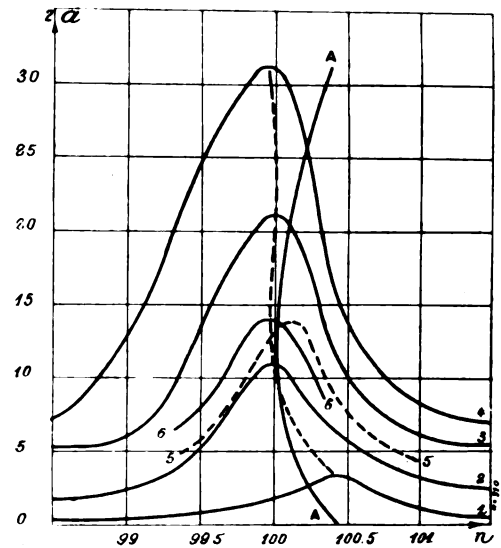


Fig. 1.

phénomènes simples dont dépendent les oscillations de résonance et a particulièrement étu-

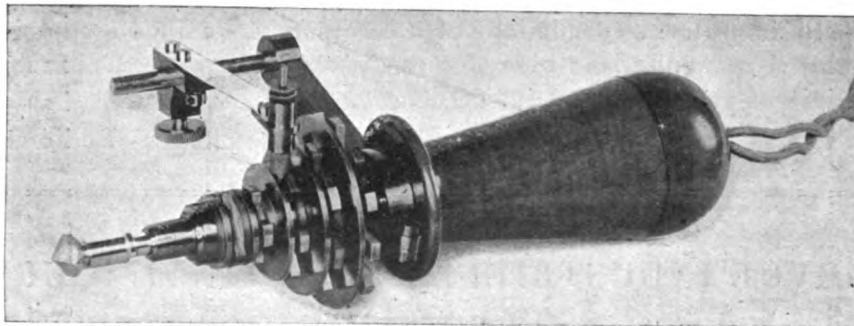


Fig. 2.

dié la question de l'exactitude qu'il faut attribuer aux indications de l'instrument résonant. Une description détaillée des expériences se trouve dans le livre récemment paru « Recherches électroacoustiques ». La méthode consiste à enregistrer photographiquement sur une feuille sensible mobile les amplitudes d'oscillations des ressorts munis d'un petit miroir concave, et les vibrations constantes d'un diapason au moyen d'un dispositif optique approprié. L'expérience a prouvé que la résonance se produit pratiquement dans des conditions identiques lorsqu'on emploie pour l'excitation

de l'électro-aimant un courant alternatif ou un courant continu interrompu (courbes 5 et 6 de la figure 1). Une autre question se présentait, celle de savoir si des variations dans l'intensité de l'excitation ou dans la valeur de la tension changeaient notablement la situation du maximum de résonance. Les courbes 1 à 4, figure 1, montrent que ce point dépend si peu de l'amplitude des oscillations forcées qu'il est à peine nécessaire d'en tenir compte en pratique. L'influence de l'amplitude est un peu plus considérable pour une languette montée sur une caisse de résonance, car cette dernière accroît l'amor-

tissement par suite de la résistance de l'air. Une telle languette, exactement déterminée pour

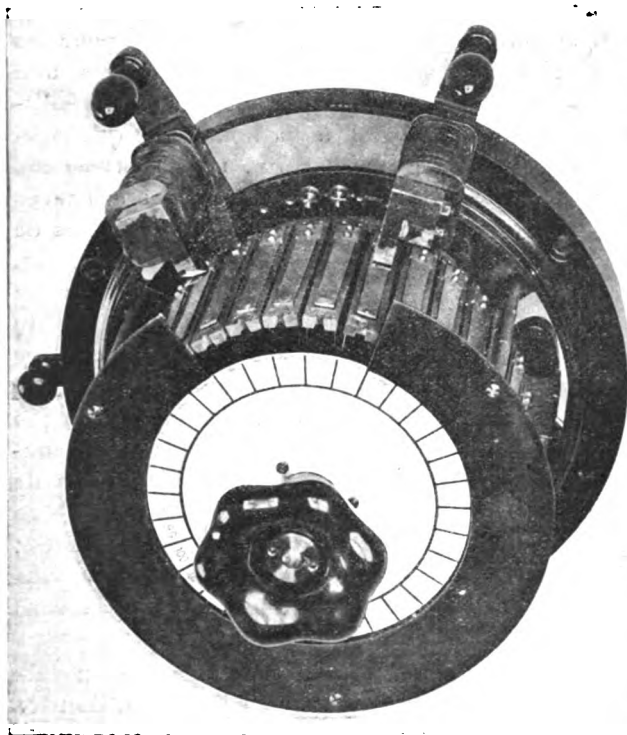


Fig. 3.

une amplitude de 15 mm, n'est pas affectée quand l'amplitude devient 20 mm, si le courant est alternatif, mais le ton baisse de 0,13 p. 100 si l'excitation est produite par un courant continu interrompu ; pour une amplitude de 10 mm, le courant alternatif produit une variation de 0,05 p. 100 et le courant continu de 0,08 p. 100. Cependant, on peut, même dans ce cas, accroître l'indépendance du maximum de résonance en adoptant une languette d'acier plus forte et en chargeant lourdement son extrémité libre. Des recherches sont poursuivies en ce moment sur ce point.

Le fait que pour les résonances basses, par exemple 50 périodes, la courbe de résonance est aplatie et que, pour les résonances plus élevées, par exemple 140 périodes, elle est aiguë, est favorable à la constitution d'une échelle de languettes ou de ressorts exactement graduée : en effet, l'amplitude de l'oscillation physique correspondant à la période excitatrice convient, en tous les points de l'échelle, au but à atteindre.

Il est en outre avantageux que ce soient précisément les fréquences intéressantes pour l'électrotechnicien, c'est-à-dire comprises entre 30 et 140 environ, qui conviennent à la production de la résonance. Si l'on descend au-dessous de 30 périodes, l'énergie des oscillations propres du système est trop considérable vis-à-vis de la force excitatrice agissante, d'où résultent beaucoup d'inconvénients. Si l'on monte au delà, les vibrations correspondantes à la résonance sont faibles et les pertes par hystérésis et rémanence croissent extrêmement vite.

En ce qui concerne les diverses formes, sous lesquelles a été réalisé le fréquence-mètre, il n'y a rien d'essentiel à ajouter au dispositif décrit en 1901 ; mais la construction de l'appareil a été améliorée. Les 36 languettes vibrantes formées d'une lamelle d'acier dur permettent d'assigner à l'échelle les limites que l'on désire ; normalement cette dernière permet de mesurer les alternances comprises entre 60 et 140 par seconde : pour les mesures de courant alternatif une échelle de 80 à 115 ou de 75 à 110 est très convenable. L'appareil est muni d'une paire d'électroaimants dont les bobines peuvent être montées en série ou en parallèle. Ces bobines sont indépendantes l'une

de l'autre et glissent le long d'une tringle : on

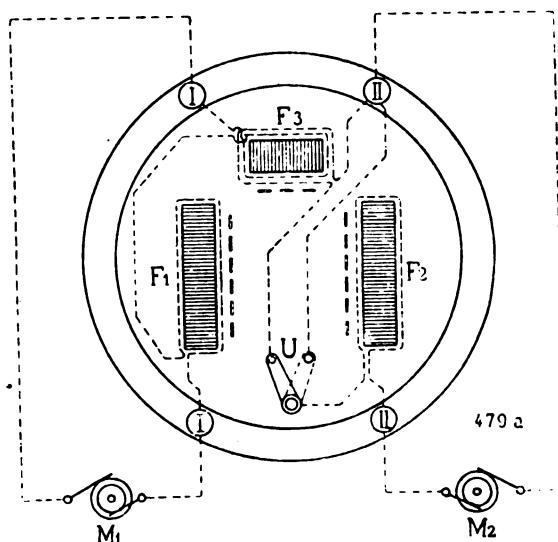


Fig. 4.

peut mesurer à la fois les fréquences de deux

circuits : cet emploi de l'appareil est très intéressant pour la détermination du synchronisme et du décalage, et trouve une application dans le couplage en parallèle des alternateurs. Les vibrations sont observées aussi bien par la méthode acoustique que par la méthode optique, grâce aux repères blancs que portent les languettes.

On peut employer cet appareil aux mesures de glissement ; pour cela, on fait tourner syn-

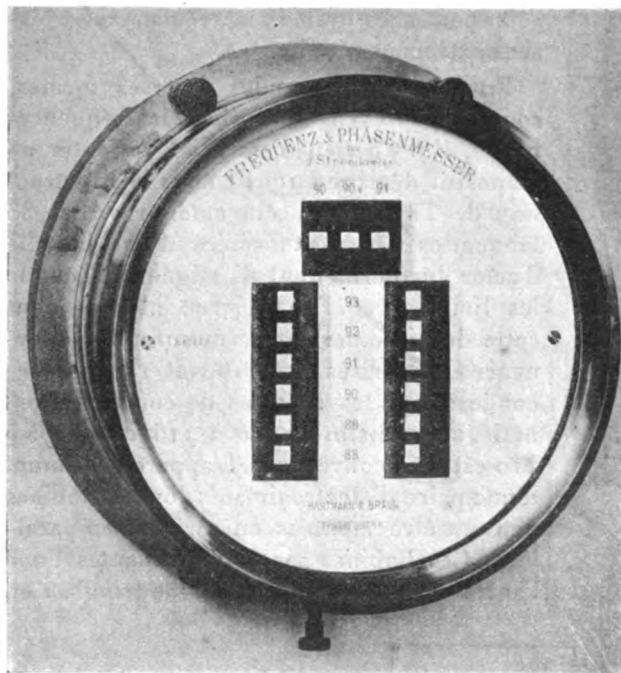


Fig. 5.

chroniquement avec le moteur — en l'appuyant contre l'axe comme un compte-tours à pointeau ordinaire — un interrupteur formé d'un disque portant, suivant le nombre de pôles du moteur, 2, 4, 6 ou 8 segments, sur lesquels frotte un balai (fig. 2).

Le contrôle des variations de la fréquence est rendu extrêmement facile par un appareil dérivant du tonomètre primitif à 36 languettes. Cet appareil simplifié comprend en principe deux languettes, dont l'une correspond à une fréquence plus élevée et l'autre à une fréquence plus basse que la fréquence normale ; par l'intermédiaire d'un levier, ces deux languettes font apparaître un disque rouge ou vert dans deux fenêtres pratiquées sur le cadran de

l'appareil : on peut aussi provoquer l'allumage de lampes de couleur ou faire retentir une sonnette, etc. Cet appareil simple est destiné aux applications où une fréquence absolument constante est nécessaire, par exemple pour les essais de jet. Mais dans la plupart des cas, une variation de fréquence de 1 p. 100 est parfaitement admissible et il n'y a lieu d'agir que lorsque la variation atteint 1,5 p. 100. Dans ce cas on dispose, par exemple pour 100 alternances normales par seconde, deux languettes de 98,5 et 101,5 comme languettes d'alarme, et deux languettes de 99,5 et 100,5 comme languettes normales. La consommation du courant de l'appareil est faible, 0,01 ampère environ. Si l'on veut connaître la fréquence à chaque instant et en un point quelconque du réseau, on peut réaliser un appareil analogue à 10 ou 12 languettes disposées de part et d'autre d'un aimant plat en forme de double T. Ces appareils sont très robustes ; après plusieurs mois de fonctionnement continu ils n'ont présenté aucune variation dans les valeurs de l'échelle (fig. 3).

Pour le couplage des alternateurs en parallèle, on peut se servir de l'appareil dont le schéma est donné figure 4.

Un seul cadran donne toutes les indications nécessaires, le nombre de tours de la machine en service et de la machine à coupler, entrée en synchronisme, concordance des phases. Pour cela on emploie trois fréquence-mètres F_1 , F_2 , F_3 ; les électroaimants de F_1 et F_2 n'ont qu'une bobine, celui de F_3 en a deux de mêmes nombres de tours.

Les fréquence-mètres F_1 et F_2 sont exactement semblables, et consistent en 6 languettes Z, dont 3 ont une période vibratoire supérieure et 3 une période vibratoire inférieure à la période normale. Le fréquence-mètre F_3 comprend 3 languettes ; celle du centre est exactement accordée sur la fréquence normale, celle de gauche est à $1/2$ p. 100 au-dessous et celle de droite à $1/2$ p. 100 au-dessus. Le générateur en charge est relié aux bornes I auxquelles sont connectées F_1 et F_3 ; le générateur à coupler est relié aux bornes II. Au moyen du commutateur u , on intercale d'abord F_2 seul et l'on voit le nombre de tours de la machine ; ensuite, en poussant à gauche le commutateur, on intercale F_1 et F_3 en série. Le champ de F_3

se compose de deux champs égaux de périodes différentes et la languette effectue des oscillations qui deviennent d'autant plus lentes que l'on se rapproche plus du synchronisme ; lorsque ce dernier est atteint, la languette est immobile. L'appareil est représenté par la figure 5.

Pour les hautes tensions on intercale en F_2 un petit transformateur et l'on envoie aux bornes 1 le courant transformé de la ligne.

B. L.

ACCUMULATEURS

Accumulateurs et piles. (*Centralblatt für Accumulatoren*, 1^{er} février). **Améliorations apportées aux accumulateurs et aux appareils servant à leur fabrication.** Thomas Edison. Patente anglaise 322 du 6 janvier 1903.

Ces améliorations qui s'adressent principalement aux accumulateurs à électrolyte alcalin et à matière active insoluble sont en partie applicables aux éléments d'autre nature. Elles concernent :

La construction mécanique de l'élément assu-

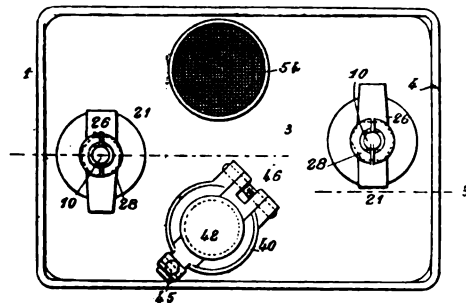


Fig. 1 et 2.

rant le maximum de légèreté et de solidité et évitant autant que possible la formation de court-circuits.

L'emploi de cobalt comme matière oxydable à la décharge, quoique le fer électrolytique doive être préféré comme matière active.

L'addition d'une légère couche de métal réductible à la matière active de la plaque oxydable pendant la décharge.

L'évacuation des gaz rendant impossible une explosion.

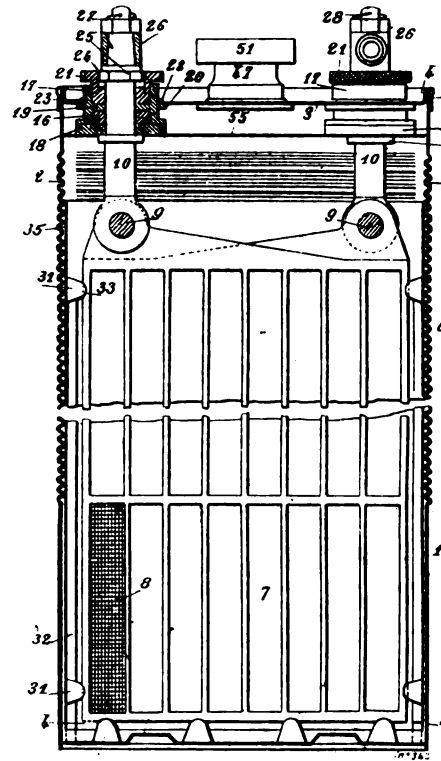


Fig. 3.

L'emploi d'une caisse spéciale dans laquelle plusieurs éléments sont toujours solidement fixés et reliés mécaniquement, tout en étant parfaitement isolés les uns des autres.

L'adoption d'une forme concave pour les parois des pochettes de façon à éviter le gonflement et à pouvoir placer les électrodes très près les unes des autres pour diminuer l'encombrement.

La construction d'une matrice donnant aux plaques la concavité, l'ondulation et les perforations nécessaires.

La figure 1 donne une vue de l'élément, la figure 2 une section transversale suivant la ligne 2-2 de la figure 3 qui représente la coupe verticale suivant la ligne 3-3 de la figure 1. La

figure 4 donne une coupe suivant 4-4 de la figure 3, la figure 5 une coupe verticale à travers l'organe d'échappement des gaz, la figure 6 une coupe d'un élément disposé dans une des

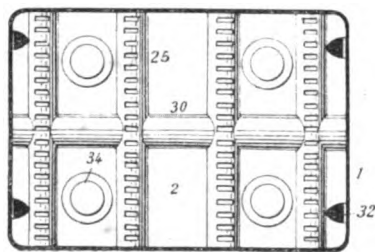


Fig. 4.

nouvelles caisses, la figure 7 une vue de côté de cette caisse avec les quatre éléments figurés en pointillé, la figure 8 une vue de dessus de la caisse, la figure 9 une vue perspective d'un

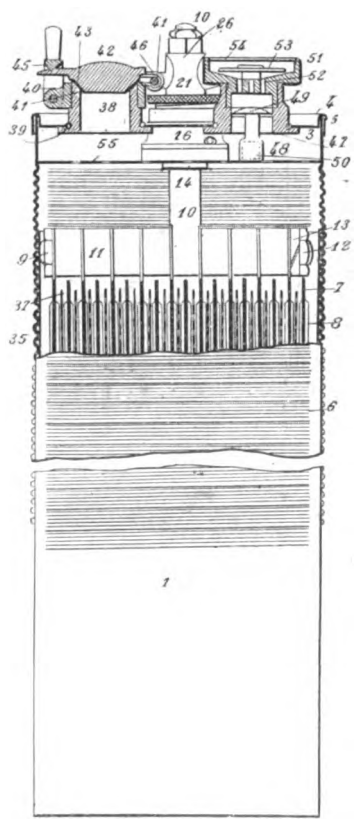


Fig. 5.

talon isolant servant au maintien des éléments dans la caisse, la figure 10 une vue de dessus et la figure 11 une coupe verticale de la matrice ;

la figure 12 une section de la partie fixe de la matrice.

Le récipient 1 est constitué par une tôle d'acier nickelé très mince munie d'ondulations 6 qui ne vont pas jusqu'aux angles. Le joint du fond 2 est obtenu par une forte pression hydraulique, de façon à être absolument étanche et sans soudure. Le couvercle 3 porte une partie droite 4 et une partie repliée 5 qui déborde sur les bords supérieurs du récipient et peut y être

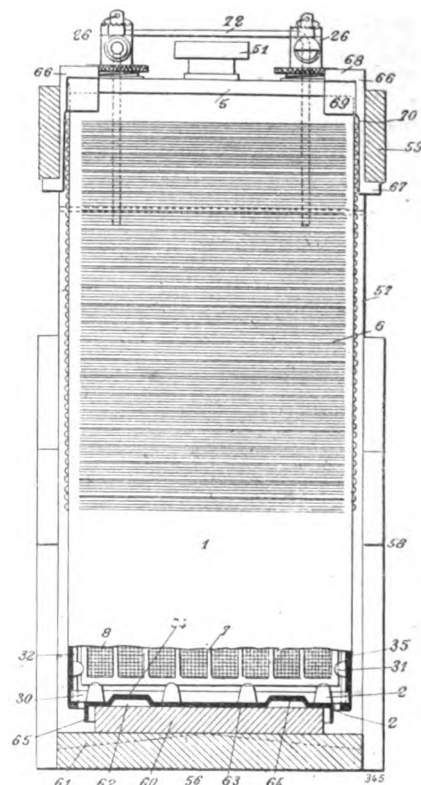


Fig. 6.

soudée. Les grilles en acier nickelé 7 contiennent les pochettes ondulées et perforées 8 en même métal. Ces dernières ont des parois concaves de façon à éviter que le gonflement du nickel n'entraîne la production de court-circuits entre les plaques très rapprochées les unes des autres. Les plaques séparées par des disques 11 sont reliées par des boulons 9 passant dans la cosse du conducteur de courant 10 et serrées par des écrous 12 dont le desserrage est empêché par une rondelle fendue formant ressort dur 13. Chaque conducteur d'amenée de courant porte un renflement 14 avec une

rondelle d'ébonite 15. Sur ce dernier est placé un manchon métallique 17 fixé au couvercle 3 et mobile verticalement. Ce manchon porte un renflement 18 entre les rondelles 15 et 16. Un joint élastique, de préférence en caoutchouc mou, est placé sur le manchon 17 et porte une petite rondelle en ébonite 20. Un écrou en ébonite 21 se vissant sur la partie supérieure filetée du manchon 17 appuie sur cette rondelle et assure une fermeture hermétique. Le manchon 17 est maintenu par un rebord 22 fixé au couvercle 3

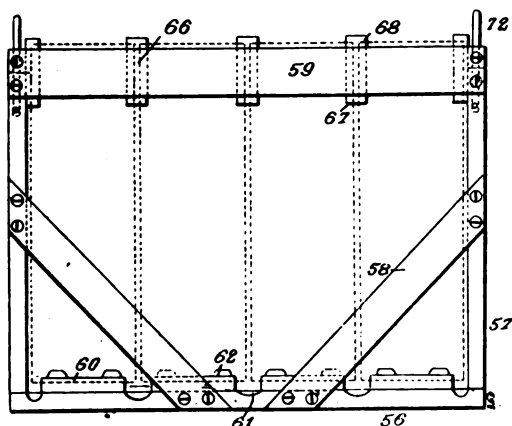


Fig. 7.

et pénétrant dans une échancrure 23. L'écrou en ébonite 21 porte une échancrure à 6 pans dans laquelle se loge la partie 25 qui termine la queue de connexion 26. Tout ce dispositif évite la formation de sels grimpants le long du conducteur 10 d'amenée de courant.

Les plaques sont placées sur des supports (fig. 3, 4, 6) formés de baguettes parallèles échancrées à la partie supérieure 29 et reliées ensemble par des traverses minces 30. Le tout est fait en ébonite. L'écrou 21 empêche les mouvements longitudinaux des plaques lors de leur introduction dans les fentes. Pour isoler convenablement les électrodes sur les côtés, des baguettes isolantes 31 sont placées horizontalement et soutenues par des baguettes verticales 32; elles portent des dents de scie 33, dans lesquelles pénètrent les électrodes. Pour éviter les court-circuits, on garnit intérieurement le récipient d'une feuille d'ébonite 35 et l'on place entre les électrodes des baguettes 36 (fig. 2) ou des plaques isolantes perforées en face des pochettes.

Le remplissage de l'élément s'effectue par le

manchon 38 (fig. 5), tenu par un rebord 39, et entouré d'une bague 40 qui porte une charnière 41 à ressort. Un couvercle 42 fixé à cette charnière assure une fermeture hermétique au moyen d'un joint en caoutchouc, et est maintenu par le levier 45.

Pour éviter l'entraînement mécanique de gouttelettes liquides par les gaz qui se dégagent, et pour écarter tout danger d'explosion, on a adopté le dispositif qu'indique la figure 5. Le couvercle 3 porte un appendice 47 muni d'un siège 48 sur lequel repose la soupape 49 en ébonite, dont la tige 50 pèse un certain poids. L'appendice 47 contient une chambre 51 munie d'ouvertures 52 pour l'échappement des gaz. Un disque 53 est interposé sur leur trajet. En plus cette chambre 51 porte à sa partie supérieure un capuchon en toile métallique analogue à celui des lampes de mineurs. La soupape empêche les gaz de s'échapper tant que leur pression n'est pas suffisante pour la soulever: les gouttelettes liquides se séparent ainsi des gaz et ne peuvent pas être entraînées avec eux. Lors des fortes surcharges, on débouche aussi la partie perforée 55 (fig. 3).

La matière active est constituée par un mélange d'oxyde de nickel avec des parcelles de graphite et du fer finement divisé. Comme

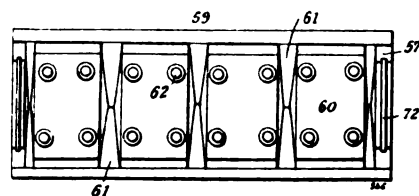


Fig. 8.

l'électrode de nickel gonfle plus à la charge que l'autre, on peut employer avantageusement pour la fabrication de ses pochettes des tôles d'acier plus épaisses que celles employées pour l'électrode de fer. On obtient d'excellents résultats en remplaçant le fer par du cobalt. Ce dernier est obtenu par réduction électrolytique de l'oxyde de cobalt que l'on prépare en chauffant modérément à l'air de l'oxalate sec. Le fer est obtenu par réduction à 250° dans l'hydrogène d'oxyde de fer finement divisé. Pour la constitution de la matière active négative on traite les grains de graphite avec un métal facilement réductible comme le mercure,

le cuivre, ou l'argent. L'emploi de l'un de ces métaux, seul ou avec d'autres, permet de diminuer un peu le poids de l'électrode par suite du meilleur contact obtenu entre les particules de matière active, et de plus l'élément conserve une force électromotrice plus élevée pendant toute la décharge. Il convient d'employer du cuivre ammoniacal et de l'oxyde de mercure en quantité telle que finalement le mélange con-

Si l'on emploie du mercure seul, on doit mélanger 20 p. 100 de mercure et 80 p. 100 de fer; si l'on n'emploie que le cuivre ammoniacal il faut prendre 36 p. 100 de cuivre et 64 p. 100 de fer.

Les métaux mentionnés ci-dessus ne sont pas nécessaires pour ce mélange constituant la matière active positive, car ils sont oxydés à la charge et le contact avec les parcelles de nickel ne serait pas amélioré : en outre ils seraient un peu solubles dans l'électrolyte. Il est avantageux de dimensionner l'élément de telle sorte que la quantité de matière active négative l'emporte sur la capacité d'oxydation du nickel; de cette façon, lorsque l'élément est entièrement déchargé, une faible partie de la matière oxydable reste inoxydée.

Pour réunir ensemble et isoler d'une façon efficace plusieurs éléments, on se sert de l'auge représentée par les figures 6 à 9. Cette dernière se compose d'une base 56 avec des cloisons verticales 57 renforcées par des équerres 58 et des traverses 59. Le fond porte des petits blocs 60 séparés par des canaux 61 pour l'écoulement de l'eau. Sur chaque petit bloc est placé un liteau 63 en mince matière isolante portant des saillies 64 correspondantes aux chevilles 62. Le fond 34 des éléments entre exactement dans ces saillies 64 de sorte que ces derniers sont maintenus solidement à leur partie inférieure.

La partie supérieure est assujettie par des agrafes 66 portant un talon 67 et un rebord 68 qui s'applique sur les côtés des éléments; l'aillette 69 sert à la séparation de deux éléments voisins. Les agrafes des encoignures n'ont de talons 67 et 68 que sur un côté du bras 69 et ne maintiennent qu'un élément. L'agrafe est un peu plus épaisse sous l'aillette 69 : cette disposition rend impossible la formation d'un court-circuit entre éléments par suite d'un dépôt de liquide sur l'aube. Pour cette même raison les ailettes 69 sont munies de côtes 71. La meilleure matière à employer pour la confection de l'aube est le cypres qui résiste bien aux solutions alcalines. Il faut, autant que possible, paraffiner le bois à chaud dans le vide.

Pour onduler, emboutir et fermer les pochettes, on se sert de matrices indiquées par les figures 10, 11 et 12 qui exercent sur toutes les pochettes la même pression, quelle que soit la quantité de matière active qu'elles renfer-

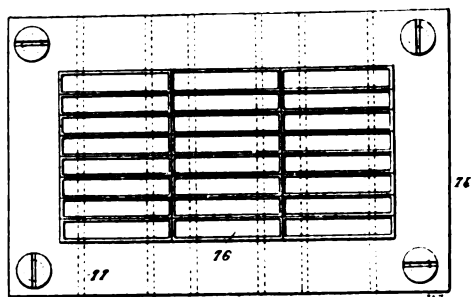


Fig. 10

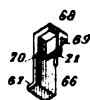


Fig. 9



Fig. 12

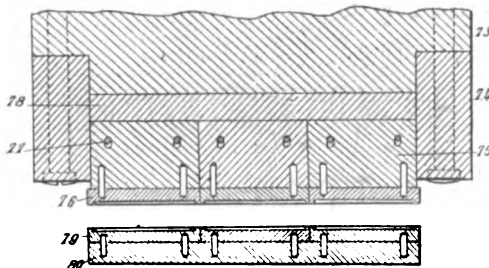


Fig. 11

Fig. 9 à 12.

tienne 64 p. 100 de fer, 30 p. 100 de cuivre, 6 p. 100 de mercure. Lors du mélange, le cuivre et le mercure sont réduits par le fer à l'état de métal. Une partie du fer est oxydée et les particules de cuivre sont recouvertes d'un amalgame qui les protège contre l'oxydation. L'ammoniac s'échappe sous forme de gaz. Finalement chaque parcelle de matière active est constituée par une enveloppe poreuse de cuivre amalgamé très finement divisé et une petite quantité d'oxyde de fer. Le mélange peut être moulé en briquettes et placé dans les éléments.

ment. Le piston 73 de la presse hydraulique porte un cadre 74 et des blocs 75, munis chacun d'une matrice 76 et mobiles indépendamment les uns des autres dans le cadre 74. Entre les blocs 75 et le piston est placée une couche 78 de caoutchouc ou autre matière élastique. L'autre partie de la matrice est fixée sur le madrier 80. Les meilleurs résultats sont donnés

en pratique par l'emploi successif de deux matrices dont l'une emboutit les pochettes et l'autre leur donne la forme ondulée ; de cette façon la première pression assure une bonne répartition de la matière active. On place la briquette de matière active à l'intérieur de la pochette, et on sertit ensuite cette dernière dans la grille pour constituer la plaque.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Séance du 22 février.

Sur la décharge disruptive à très haute tension. Note de M. J. de Kowalski, présentée par M. LIPPMANN.

« La Compagnie de l'Industrie électrique de Genève a dernièrement construit trois machines à courant continu système Thury, pouvant donner un courant d'une intensité de 1 ampère sous une tension maximum de 25 000 volts.

» La direction de la Compagnie a eu l'amabilité de me permettre d'exécuter quelques expériences avec ces machines. Je l'en remercie sincèrement, ainsi que M. Thury, qui a bien voulu m'aider dans l'exécution de ces expériences.

» En couplant les trois machines en série, on pouvait arriver aisément à une différence de potentiel de 70 000 volts aux bornes des machines. Je me suis proposé d'étudier avant tout, à ces hautes tensions, le caractère des décharges dans l'air. L'avantage des mesures à effectuer avec des machines à courant continu sur les mesures effectuées avec des machines statiques ou avec des bobines d'induction est incontestable : grâce à la grande puissance des machines, il est possible de mesurer toutes les grandeurs électriques entrant en jeu au moyen d'ampèremètres et de voltmètres électromagnétiques bien calibrés.

» La disposition des expériences était réglée de la façon suivante : les bornes extérieures des trois machines, reliées entre elles en série, étaient réunies aux bornes d'un excitateur à travers une

très grande résistance liquide qu'on pouvait varier à volonté. Chacune des bornes de l'excitateur était reliée, en outre, avec une des armatures d'un condensateur à grande capacité.

» Les phénomènes qui se produisent dans ces conditions, bien que plus brillants, ont généralement les mêmes caractères que les phénomènes que MM. Simon et Reich ont déjà observés pour des tensions beaucoup plus basses (ne dépassant pas 5 000 volts). Comme eux, j'ai trouvé que si j'emploie une très grande résistance dans le circuit et une grande capacité en parallèle avec l'excitateur, j'obtiens des décharges disruptives à étincelles. En diminuant la résistance, on peut produire un arc. Pour que l'arc puisse subsister, il y a une résistance limite que l'on ne peut dépasser. Cette résistance est d'autant plus grande pour une distance explosive et une différence de potentiel donnée, que la capacité du condensateur en dérivation est plus petite.

» Tous ces phénomènes s'expliquent facilement si l'on considère les lois de la charge apériodique du condensateur à travers la grande résistance et les lois de sa décharge oscillante à travers l'excitateur. Pour que les phénomènes de l'arc puissent se produire, il faut, d'après la théorie, que la cathode arrive à une température très élevée. Cette température dépend du nombre de décharges dans l'unité du temps et de l'énergie qu'elles emploient. La théorie exacte du phénomène est très simple et facile à établir. Les diverses expériences effectuées avec les machines que nous avions à notre disposition nous ont permis de vérifier toutes les conséquences de la théorie.

» J'ai exécuté une série des mesures précises

pour déterminer la distance explosive dans l'air entre un disque de 158 mm de diamètre et une sphère de 20 mm de diamètre, les deux en laiton.

» La résistance a été prise suffisamment grande (environ 1 mégohm) pour que le phénomène de l'arc ne puisse pas se produire. Le condensateur en dérivation avait généralement une capacité de 0,04 microfarad. Le condensateur joue un rôle analogue à celui d'un volant et l'on peut considérer la différence de potentiel aux bornes de l'excitateur comme absolument constante. L'explosion se produisait en approchant très lentement la sphère du disque et maintenant la différence de potentiel aux bornes constante. La capacité du condensateur n'avait pas d'influence sur la distance explosive.

» Les résultats des expériences sont représentés dans les tableaux suivants :

V = 16,67	33,83	50,00	67,65	83,35	100,00	116,7
d = 0,118	0,280	0,46	0,70	0,98	1,40	2,00
a = 141	120	109	96,6	85	71,4	58,1
V = 133,32	150,00	166,7	183,4	200	216,7	
d = 2,80	3,75	4,70	5,75	6,9	8,01	
a = 46,6	39,8	35,5	31,9	28,9	27,1	

» Dans ces tableaux V indique, en unité absolues, la différence de potentiel aux bornes de l'excitateur; d mesure, en centimètres, la distance explosive relative à V; a est égal à $\frac{V}{d}$. Les différences des lectures de plusieurs mesures consécutives correspondantes n'ont jamais dépassé 0,5 p. 100.

» Une seconde série d'expériences a été faite pour essayer de préciser le phénomène de l'arc électrique à courant continu entre électrodes

métalliques. Deux boules en laiton de 20 mm de diamètre fixées sur l'excitateur des expériences précédentes servaient d'électrodes.

» On peut résumer le résultat des recherches comme suit :

» 1° L'arc électrique à courant continu à haute tension et petite intensité a d'une manière générale le même caractère que l'arc à courant alternatif étudié par MM. Guye et Monasch. Nous distinguons aussi une zone stable et une zone instable. La zone critique observée par ces Messieurs avec l'arc alternatif n'a pu être remarquée dans nos expériences.

» 2° Dans la zone stable le rapport entre la longueur de l'arc, la chute du potentiel sur l'arc et l'intensité du courant semblent pouvoir être exprimés par une équation linéaire.

» 3° La longueur limite de l'arc stable dépend de l'intensité du courant et de la différence de potentiel aux bornes des machines comme l'indiquent les quelques chiffres suivants :

V = 20 500	30 400	25 600	40 000	40 000	30 000
I = 0,023	0,024	0,031	0,032	0,08	0,04
δ = 1,45	3,48	1,82	5,15	7,60	4,70

V signifie : différence de potentiel aux bornes des machines, en volts; I, intensité du courant en ampères; δ, longueur de l'arc stable.

» 4° Dans la zone instable l'arc à courant continu a un aspect dissymétrique : à peu près fixe à la cathode il va aboutir successivement et très rapidement à des points très différents de l'anode. »

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques DE L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

UNE MÉTHODE ANALYTIQUE ET GRAPHIQUE

POUR LE CALCUL DES RÉSEAUX FERMÉS

Toute méthode pour le calcul des réseaux fermés exige finalement la solution d'un système de n équations linéaires, qui se présente sous la forme la plus simple si l'on prend pour inconnues de ce système les pertes de tension dans les n nœuds, formés par les conducteurs du réseau fermé.

La solution de ce système d'équations est même parfaitement suffisante pour le calcul du réseau, si l'on introduit dans le calcul, comme s'ils formaient des nœuds, non seulement les nœuds réels, c'est-à-dire les jonctions d'au moins trois conducteurs, mais aussi tous les points dans lesquels le réseau est chargé.

Si, en pratique, on procède d'habitude d'abord par une transformation du système des charges réelles, réparties sur tous les conducteurs, en un système de charges, agissant seulement dans les nœuds, de sorte que les pertes de tension dans ces derniers points ne soient pas changées, ensuite par des transformations du réseau dans le but d'en diminuer le nombre des nœuds, ce ne sont là en effet que des artifices, d'ailleurs très précieux, qui dans nombre de cas auront pour effet une simplification considérable du système d'équations à résoudre, qui cependant, dans des cas assez rares seulement, suffisent pour le calcul complet du réseau !

En général, après toutes les transformations possibles des charges et du réseau, on aura encore à opérer avec un réseau, fermé et chargé dans un certain nombre de nœuds, que nous désignerons par n , et dont le calcul n'est possible qu'au moyen du système d'équations linéaires sus-mentionné.

Les transformations n'ont causé qu'une diminution du nombre n de ces équations et de

leurs inconnues : ils ont donc *simplifié* le système et sa solution, cependant ils l'ont laissé intact comme la partie essentielle du calcul.

Au point de vue théorique la solution d'un système de n équations à n inconnues ne présente aucune difficulté, quelque grand que soit n .

D'un tel système :

$$\begin{array}{rcl} A_1x + B_1ij & . & + C_1z = P_1 \\ A_2x + B_2ij & . & + C_2z = P_2 \\ . & . & . \\ A_nx + B_nij & . & + C_nz = P_n \end{array}$$

on déduit immédiatement les solutions en forme de quotients de deux déterminants, savoir :

$$x = \frac{\begin{vmatrix} P_1 & B_1 & C_1 \\ P_2 & B_2 & C_2 \\ . & . & . \\ P_n & B_n & C_n \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 & C_1 \\ A_2 & B_2 & C_2 \\ . & . & . \\ A_n & B_n & C_n \end{vmatrix}} \quad ij = \frac{\begin{vmatrix} A_1 & P_1 & C_1 \\ A_2 & P_2 & C_2 \\ . & . & . \\ A_n & P_n & C_n \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 & C_1 \\ A_2 & B_2 & C_2 \\ . & . & . \\ A_n & B_n & C_n \end{vmatrix}} \text{ etc.} \quad z = \frac{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 & P_1 \\ A_2 & B_2 & P_2 \\ . & . & . \\ A_n & B_n & P_n \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 & C_1 \\ A_2 & B_2 & C_2 \\ . & . & . \\ A_n & B_n & C_n \end{vmatrix}}$$

Cependant une difficulté de nature pratique réside dans la détermination des valeurs *numériques* de ces déterminants, et c'est précisément cette difficulté qui s'accroît avec le nombre d'inconnues n .

Si donc dans le calcul d'un réseau fermé on procède d'abord par des transformations des charges et du réseau dans le but de diminuer n , ces transformations forment en effet une complication théorique du calcul, qui cependant dans nombre des cas est tout à fait justifiée par la simplification qui en résulte dans la détermination numérique des inconnues du système d'équations à résoudre.

Le fait que nous acceptons cette complication théorique en échange d'une solution plus prompte du système d'équations, prouve en effet que cette solution est généralement reconnue comme le point délicat dans le calcul des réseaux fermés.

Dans la suite j'exposerai une méthode pour la solution des équations, qui se présentent dans le calcul des réseaux fermés, qui permet de procéder rapidement aussi bien par la voie analytique que par un procédé purement graphique. En outre cette méthode aura l'avantage de fournir directement une solution *générale* du système d'équations. C'est-à-dire une solution pour des valeurs *indéterminées* des charges P .

Comme données du problème, nous considérons les *conductances* de tous les conducteurs reliant les nœuds, soit entre eux, soit avec les points d'alimentation que nous supposons sous une tension constante.

Nous désignerons par les lettres g les conductances des conducteurs qui aboutissent aux deux extrémités à des nœuds, que nous indiquerons par les indices de g ; ainsi g_{pq} représente la conductance de la ligne entre les nœuds p et q .

Par les capitales G nous désignerons pour les divers nœuds, déterminés par les indices de G , la *somme des conductances* des lignes qui aboutissent dans ces nœuds. Ainsi G_p représentera la somme des conductances de toutes les lignes reliant le nœud p soit avec les autres nœuds, soit avec les points d'alimentation.

Si nous indiquons les charges indéterminées des nœuds par :

$$P_1 \quad P_2 \quad \text{etc.} \quad P_n$$

les pertes de tension dans les nœuds par :

$$e_1 \quad e_2 \quad \text{etc.} \quad e_n$$

on reconnaît facilement que le système d'équations, qui détermine les pertes de tension e comme des fonctions des charges P est le suivant ⁽¹⁾ :

$$\begin{array}{ccccccc} G_1 e_1 - g_{12} e_2 & . & . & - g_{1n} e_n & = & P_1 \\ - g_{12} e_1 + G_2 e_2 & . & . & - g_{2n} e_n & = & P_2 \\ . & . & . & . & . & . \\ - g_{1n} e_1 - g_{2n} e_2 & . & . & + G_n e_n & = & P_n \end{array}$$

Avant de procéder à la solution de ce système d'équations nous considérons de plus près le déterminant, formé par les coefficients des inconnues e :

$$\begin{vmatrix} G_1 & -g_{12} & . & -g_{1n} \\ -g_{12} & G_2 & . & -g_{2n} \\ . & . & . & . \\ -g_{1n} & -g_{2n} & . & G_n \end{vmatrix}$$

Ce déterminant montre quelques particularités qui donnent lieu à des méthodes spéciales de solution du système d'équation, moins embarrassantes que la méthode générale indiquée plus haut.

La première de ces particularités concerne la *forme* du déterminant qui est *symétrique* par rapport à sa diagonale $G_1 G_n$.

La seconde particularité concerne la valeur absolue des éléments qui constituent le déterminant. Chacun des termes diagonaux G est égal ou supérieur à la somme des valeurs absolues des termes g qui figurent dans la même colonne ou dans la même ligne, parce que G représente la somme des conductances d'un certain nombre de conducteurs dont les lignes de conductances g font partie.

La méthode bien connue pour la solution du système d'équations par approximations successives de M. Seidel est basée sur la seconde particularité du déterminant ; au contraire la méthode dont il sera question dans ce qui suit sera basée *exclusivement* sur sa propriété de symétrie.

Par cette raison, cette méthode est aussi bien appropriée au calcul *exact* des réseaux

⁽¹⁾ Ce système d'équations est obtenu facilement de la manière suivante :

Nous considérons le système de charges P comme la superposition de deux systèmes de charges Q et R , dont le premier Q donne seulement la perte de tension e_p dans le nœud p et une perte de tension nulle dans les autres nœuds, tandis que le second système R n'affecte pas la tension du nœud p , mais donne précisément les pertes de tension e dans tous les autres nœuds,

Dans le système de charges Q , la charge du nœud p sera évidemment :

$$Q_p = G_p e_p.$$

Par contre dans le système de charges R la charge de p sera :

$$R_p = -(g_{1p} e_1 + g_{2p} e_2, \text{ etc. } + g_{pn} e_n).$$

Comme cependant

$$P_p = Q_p + R_p$$

le nœud p nous fournit l'équation

$$P_p = G_p e_p - (g_{1p} e_1 + g_{2p} e_2 \quad . \quad + g_{pn} e_n)$$

c'est-à-dire la $p^{\text{ième}}$ équation du système.

Les n nœuds nous fournissent donc le système complet de n équations

alternatifs, qu'à celui des réseaux à courant continu, ce qui n'est pas le cas de la méthode par approximations successives⁽¹⁾.

Démonstration de la méthode. — Soit le système d'équations linéaires à résoudre :

$$I \begin{pmatrix} G_1 e_1 & -g_{12} e_2 & \dots & -g_{1,n-1} e_{n-1} - g_{1n} e_n & = P_1 \\ -g_{12} e_1 & + G_2 e_2 & \dots & -g_{2,n-1} e_{n-1} - g_{2n} e_n & = P_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -g_{1,n-1} e_1 - g_{2,n-1} e_2 & \dots & + G_{n-1} e_{n-1} - g_{n-1,n} e_n & = P_{n-1} \\ -g_{1n} e_1 & - g_{2n} e_2 & \dots & - g_{n-1,n} e_{n-1} + G_n e_n & = P_n \end{pmatrix}$$

Nous nous proposons d'en déduire les pertes de tension e comme fonctions linéaires des charges P :

$$\begin{aligned} e_1 &= \rho_{11} P_1 + \rho_{12} P_2 + \dots + \rho_{1,n-1} P_{n-1} + \rho_{1n} P_n \\ e_2 &= \rho_{21} P_1 + \rho_{22} P_2 + \dots + \rho_{2,n-1} P_{n-1} + \rho_{2n} P_n \\ &\vdots \\ e_{n-1} &= \rho_{n-1,1} P_1 + \rho_{n-1,2} P_2 + \dots + \rho_{n-1,n-1} P_{n-1} + \rho_{n-1,n} P_n \\ e_n &= \rho_{n1} P_1 + \rho_{n2} P_2 + \dots + \rho_{n,n-1} P_{n-1} + \rho_{nn} P_n \end{aligned}$$

opération qui revient à déterminer les valeurs des *résistances* ρ à l'aide des valeurs données des *conductances* G et g .

Entre ces deux séries de valeurs il existe des relations bien connues.

Si du déterminant :

$$D = \begin{vmatrix} G_1 & -g_{12} & \dots & -g_{1,n-1} & -g_{1n} \\ -g_{12} & G_2 & \dots & -g_{2,n-1} & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -g_{1,n-1} & -g_{2,n-1} & \dots & G_{n-1} & -g_{n-1,n} \\ -g_{1n} & -g_{2n} & \dots & -g_{n-1,n} & G_n \end{vmatrix}$$

on indique les mineurs de premier ordre par M avec les indices de la ligne et de la colonne

(1) Si dans le calcul des réseaux à courant alternatif on veut tenir compte des *réactances* des conducteurs, on sait que les relations exprimées dans le système des n équations linéaires subsistent, à moins qu'on admette des valeurs complexes des quantités qui figurent dans ces équations.

Si au lieu de G nous introduisons dans les équations la forme complexe

$$G + iG'$$

au lieu de e

$$e + ie'$$

au lieu de P

$$P + iP'$$

chaque équation de notre système

$$-g_{1p} e_1 - g_{2p} e_2 \dots + G_p e_p \dots - g_{pn} e_n = P_p$$

se décompose en deux équations, savoir :

$$\begin{aligned} -g_{1p} e_1 + g'_{1p} e'_1 &\dots + G_p e_p - G'_p e'_p \dots - g_{pn} e_n + g'_{pn} e'_n = P_p \\ + g'_{1p} e_1 + g_{1p} e'_1 &\dots - G'_p e_p - G_p e'_p \dots + g'_{pn} e_n + g_{pn} e'_n = -P'_p \end{aligned}$$

et le système à résoudre comprend dès lors $2n$ équations à $2n$ inconnues.

Comme on le voit facilement, la symétrie du déterminant subsiste dans le nouveau système d'équations ; au contraire, la seconde particularité de ce déterminant est disparue avec l'introduction des complexes. La solution du système d'équations par une méthode spéciale sera donc encore possible si cette méthode est basée *exclusivement* sur la première particularité du déterminant, savoir sa symétrie.

du déterminant D, qui déterminent le mineur, ainsi si par M_{pq} on entend le mineur de D, qui est déterminé par la $p^{\text{ième}}$ colonne et la $q^{\text{ième}}$ ligne, on sait que

$$\rho_{pq} = \frac{M_{pq}}{D}$$

et conséquemment nous pourrions de cette manière calculer toutes les valeurs ρ .

Comme cependant cette manière de procéder serait précisément la plus longue, nous y renoncerons dès le commencement.

Seulement nous rappelons la relation susdite pour en conclure la symétrie du déterminant R, formé par les éléments ρ .

En effet, de la symétrie du déterminant D, il suit

$$M_{pq} = M_{qp}$$

Conséquemment :

$$\rho_{pq} = \rho_{qp}$$

L'ensemble des quantités ρ forme donc le déterminant symétrique :

$$R = \begin{vmatrix} \rho_1 & \rho_{1,2} & \dots & \rho_{1,n-1} & \rho_{1,n} \\ \rho_{1,2} & \rho_2 & \dots & \rho_{2,n-1} & \rho_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{1,n-1} & \rho_{2,n-1} & \dots & \rho_{n-1} & \rho_{n-1,n} \\ \rho_{1,n} & \rho_{2,n} & \dots & \rho_{n-1,n} & \rho_n \end{vmatrix}$$

Le produit des déterminants D et R constitue un nouveau déterminant de n^2 éléments, dont par exemple la $p^{\text{ième}}$ colonne sera la suivante :

$$\begin{array}{cccccc} G_1 \rho_{1p} & - G_{12} \rho_{2p} & \dots & - G_{1p} \rho_p & \dots & - G_{1,n-1} \rho_{p,n-1} & - G_{1,n} \rho_{p,n} \\ - G_{1,2} \rho_{1p} & + G_2 \rho_{2p} & \dots & - G_{2p} \rho_p & \dots & - G_{2,n-1} \rho_{p,n-1} & - G_{2,n} \rho_{p,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ - G_{1p} \rho_{1p} & - G_{2p} \rho_{2p} & \dots & + G_p \rho_p & \dots & - G_{p,n-1} \rho_{p,n-1} & - G_{p,n} \rho_{p,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ - G_{1,n-1} \rho_{1p} & - G_{2,n-1} \rho_{2p} & \dots & - G_{p,n-1} \rho_p & \dots & + G_{n-1} \rho_{p,n-1} & - G_{n-1,n} \rho_{p,n} \\ - G_{1,n} \rho_{1p} & - G_{2,n} \rho_{2p} & \dots & - G_{p,n} \rho_p & \dots & - G_{n-1,n} \rho_{p,n-1} & + G_n \rho_{p,n} \end{array}$$

Nous remarquons que les valeurs de

$$\rho_{1p} \quad \rho_{2p} \quad \text{etc.} \quad \rho_{pn}$$

représentent les pertes de tension dans les n nœuds, dans le cas où la charge du nœud p est égale à l'unité, tandis que les charges des autres nœuds sont nulles. Par suite nous pouvons déterminer ces valeurs à l'aide de n équations, dont évidemment les éléments de la $p^{\text{ième}}$ colonne du déterminant DR nous fournissent les premiers membres, tandis que les seconds membres de ces équations sont nuls, à l'exception du second membre de la $p^{\text{ième}}$ équation qui est égal à 1.

Il en résulte que les n^2 éléments du déterminant, produit de D et de R, doivent être égaux aux éléments correspondants du déterminant :

$$\begin{vmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

dont les éléments de la diagonale correspondant aux diagonales de symétrie dans D et R sont tous égaux à 1, tandis que tous les autres éléments sont nuls.

Nous pouvons donc représenter l'ensemble des équations, qui déterminent les valeurs ρ , par la formule symbolique suivante :

$$\text{II} \quad \begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1,n-1} & -g_{1n} \\ . & . & . & . \\ -g_{1,n-1} & . & G_{n-1} & -g_{n-1,n} \\ -g_{1n} & . & -g_{n-1,n} & G_n \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \rho_1 & . & \rho_{1,n-1} & \rho_{1n} \\ . & . & . & . \\ \rho_{1,n-1} & . & \rho_{n-1} & \rho_{n-1,n} \\ \rho_{1n} & . & \rho_{n-1,n} & \rho_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & . & 0 & 0 \\ . & . & . & . \\ 0 & . & 1 & 0 \\ 0 & . & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Si de ces trois déterminants on omet les $n^{\text{ièmes}}$ lignes et colonnes, de sorte que la formule II devienne :

$$\begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1,n-1} \\ . & . & . \\ -g_{1,n-1} & . & G_{n-1} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \rho_1 & . & \rho_{1,n-1} \\ . & . & . \\ \rho_{1,n-1} & . & \rho_{n-1} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & . & 0 \\ . & . & . \\ 0 & . & 1 \end{vmatrix}$$

cette formule symbolique renferme encore $n - 1$ systèmes de $n - 1$ équations qui déterminent les valeurs de ρ dans l'hypothèse où le $n^{\text{ième}}$ nœud du réseau serait devenu un point d'alimentation sous tension constante.

Nous indiquerons la solution de ces équations comme la solution pour $n - 1$ nœuds, et nous allons, maintenant, démontrer une relation bien simple entre la solution pour $n - 1$ et celle pour n nœuds.

Supposons qu'on ait calculé d'une manière quelconque les valeurs a des quantités ρ pour $n - 1$ nœuds. Si nous déterminons de la manière suivante $n - 1$ quantités b :

$$\begin{aligned} b_{1n} &= g_{1n} a_1 + g_{2n} a_{12} + \dots + g_{n-1,n} a_{1,n-1} \\ b_{2n} &= g_{1,n} a_{1,2} + g_{2,n} a_{2,2} + \dots + g_{n-1,n} a_{2,n-1} \\ &\vdots \\ b_{n-1,n} &= g_{1,n} a_{1,n-1} + g_{2,n} a_{2,n-1} + \dots + g_{n-1,n} a_{n-1,n-1} \end{aligned}$$

la formule symbolique suivante :

$$\text{III} \quad \begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1,n-1} & -g_{1n} \\ . & . & . & . \\ -g_{1,n-1} & . & G_{n-1} & -g_{n-1,n} \\ -g_{1n} & . & -g_{n-1,n} & G_n \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 & . & a_{1,n-1} & 0 \\ . & . & . & . \\ a_{1,n-1} & . & a_{n-1} & 0 \\ 0 & . & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & . & 0 & 0 \\ . & . & . & . \\ 0 & . & 1 & 0 \\ -b_{1n} & . & -b_{n-1,n} & 0 \end{vmatrix}$$

représente évidemment l'ensemble de n^2 identités.

Si des équations de la formule symbolique II on retranche membre à membre les identités correspondantes de la formule III on obtient les n systèmes de n équations dont l'ensemble est représenté par la formule symbolique :

$$\text{IV} \quad \begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1,n-1} & -g_{1n} \\ . & . & . & . \\ -g_{1,n-1} & . & G_{n-1} & -g_{n-1,n} \\ -g_{1n} & . & -g_{n-1,n} & G_n \end{vmatrix} \begin{vmatrix} (\rho_1 - a_1) & . & (\rho_{1,n-1} - a_{1,n-1}) & \rho_{1n} \\ . & . & . & . \\ (\rho_{1,n-1} - a_{1,n-1}) & . & (\rho_{n-1} - a_{n-1}) & \rho_{n-1,n} \\ \rho_{1n} & . & \rho_{n-1,n} & \rho_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & . & 0 & 0 \\ . & . & . & . \\ 0 & . & 0 & 0 \\ b_{1n} & . & b_{n-1,n} & 1 \end{vmatrix}$$

En comparant chacun de ces n systèmes d'équations avec les identités suivantes :

$$\begin{aligned} G_1 b_{1n} &+ \dots - g_{1,n-1} b_{n-1,n} - g_{1n} = 0 \\ &\vdots \\ -g_{1,n-1} b_{1n} &+ G_{n-1} b_{n-1,n} - g_{n-1,n} = 0 \\ -g_{1n} b_{1n} &+ \dots - g_{n-1,n} b_{n-1,n} + G_n = 0 \end{aligned}$$

dont les $n - 1$ premières peuvent être déduites des relations qui déterminent les quantités b , tandis que la dernière identité détermine une nouvelle quantité auxiliaire C_n , nous trouvons immédiatement :

$$\begin{array}{llll} \rho_1 - a_1 = \frac{b_{1,n}^2}{C_n} & \rho_{1,2} - a_{12} = \frac{b_{1,n} b_{2,n}}{C_n} & \text{etc.} & \rho_{1,n} = \frac{b_{1,n}}{C_n} \\ \rho_{1,2} - a_{12} = \frac{b_{1,n} b_{2,n}}{C_n} & \rho_2 - a_2 = \frac{b_{2,n}^2}{C_n} & \text{etc.} & \rho_{2,n} = \frac{b_{2,n}}{C_n} \\ \text{etc.} & \text{etc.} & & \text{etc.} \\ \rho_{1,n-1} - a_{1,n-1} = \frac{b_{1,n} \cdot b_{n-1,n}}{C_n} & \rho_{2,n-1} - a_{2,n-1} = \frac{b_{2,n} \cdot b_{n-1,n}}{C_n} & \text{etc.} & \rho_{n-1,n} = \frac{b_{n-1,n}}{C_n} \\ \rho_{1,n} = \frac{b_{1,n}}{C_n} & \rho_{2,n} = \frac{b_{2,n}}{C_n} & \text{etc.} & \rho_n = \frac{1}{C_n} \end{array}$$

La solution pour $n - 1$ nœuds dépend naturellement d'une manière analogue de celle pour $n - 2$ nœuds, etc. Nous pouvons donc calculer complètement le réseau en introduisant dans le calcul, d'abord un seul nœud, ensuite 2, 3, etc., $n - 1$, n nœuds.

Si l'on a trouvé de cette manière la solution pour $p - 1$ nœuds, on procède de la manière suivante pour le calcul avec p nœuds :

Soit la solution avec $p - 1$ nœuds :

$$\begin{vmatrix} a_1 & . & a_{1,p-1} \\ . & . & . \\ a_{1,p-1} & . & a_{p-1} \end{vmatrix}$$

A l'aide des p premiers coefficients de l'équation du $p^{\text{ième}}$ nœud :

$$g_{1,p} \quad g_{2,p} \quad . \quad g_{p-1,p} \quad G_p$$

nous déterminons :

$$\begin{aligned} b_{1,p} &= g_{1,p} a_1 + g_{2,p} a_{1,2} + \dots + g_{p-1,p} a_{1,p-1} \\ b_{2,p} &= g_{1,p} a_{1,2} + g_{2,p} a_2 + \dots + g_{p-1,p} a_{2,p-1} \\ &\text{etc.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{p-1,p} &= g_{1,p} a_{1,p-1} + g_{2,p} a_{2,p-1} + \dots + g_{p-1,p} a_{p-1} \\ C_p &= G_p - g_{1,p} b_{1,p} - g_{2,p} b_{2,p} - \dots - g_{p-1,p} b_{p-1,p} \end{aligned}$$

La solution cherchée avec p nœuds est alors :

$$\begin{array}{llll} \rho_1 = a_1 + \frac{b_{1,p}^2}{C_p} & \rho_{12} = a_{12} + \frac{b_{1,p} b_{2,p}}{C_p} & \text{etc.} & \rho_{1,p} = \frac{b_{1,p}}{C_p} \\ \rho_{12} = a_{12} + \frac{b_{1,p} b_{2,p}}{C_p} & \rho_2 = a_2 + \frac{b_{2,p}^2}{C_p} & \text{etc.} & \rho_{2,p} = \frac{b_{2,p}}{C_p} \\ \text{etc.} & \text{etc.} & & \text{etc.} \\ \rho_{1,p-1} = a_{1,p-1} + \frac{b_{1,p} b_{p-1,p}}{C_p} & \rho_{2,p-1} = a_{2,p-1} + \frac{b_{2,p} b_{p-1,p}}{C_p} & \text{etc.} & \rho_{p-1,p} = \frac{b_{p-1,p}}{C_p} \\ \rho_{1,p} = \frac{b_{1,p}}{C_p} & \rho_{2,p} = \frac{b_{2,p}}{C_p} & \text{etc.} & \rho_p = \frac{1}{C_p} \end{array}$$

Ces valeurs de ρ figurent ensuite comme les valeurs a dans le calcul pour $p + 1$ nœuds.

En répétant donc n fois ce calcul on trouve la solution pour le réseau complet.

Exemple numérique. — Nous prendrons comme exemple numérique le réseau dont la

figure 1 représente le schéma, avec les points d'alimentation I à IV et les nœuds 1 à 5; les valeurs des conductances sont inscrites dans la figure.

Le déterminant des équations, qui déterminent les pertes de tension e dans les nœuds comme fonctions des charges P apportées dans les nœuds, est évidemment :

$$D = \begin{vmatrix} 90 & . & . & . & . \\ -40 & 160 & . & . & . \\ -18 & -18 & 100 & . & . \\ -20 & 0 & -11 & 170 & . \\ -12 & -22 & 0 & -16 & 120 \end{vmatrix}$$

Nous déterminons les valeurs des quantités ρ .

1° pour un seul nœud :

$$G_1 = 90 = C_1$$

$$\rho_1 = \frac{1}{C_1} = 0,01111$$

2° pour 2 nœuds :

$$g_{12} = 40 \quad G_2 = 160$$

$$b_{12} = 40 \times 0,01111 = 0,444$$

$$C_2 = 160 - 40 \times 0,444 = 142$$

$$\frac{1}{C_1} = 0,00703 \quad \frac{b_{12}}{C_2} = 0,00312$$

$$\frac{b_{12}^2}{C_2} = 0,00139$$

$$\rho_1 = 0,01250$$

$$\rho_{12} = 0,00312$$

$$\rho_{12} = 0,00312$$

$$\rho_2 = 0,00703$$

3° pour 3 nœuds :

$$g_{12} = 18 \quad g_{23} = 18 \quad G_3 = 100$$

$$b_{12} = 18 \times 0,01250 + 18 \times 0,00312 = 0,281$$

$$b_{23} = 18 \times 0,00312 + 18 \times 0,00703 = 0,183$$

$$C_3 = 100 - 18 \times 0,281 - 18 \times 0,183 = 91,6$$

$$\frac{1}{C_3} = 0,01091 \quad \frac{b_{12}}{C_3} = 0,00307 \quad \frac{b_{23}}{C_3} = 0,00200$$

$$\frac{b_{12}^2}{C_3} = 0,00086 \quad \frac{b_{12} b_{23}}{C_3} = 0,00056$$

$$\frac{b_{23}^2}{C_3} = 0,00037$$

$$\rho_1 = 0,01336$$

$$\rho_{12} = 0,00368$$

$$\rho_{12} = 0,00307$$

$$\rho_{12} = 0,00368$$

$$\rho_2 = 0,00740$$

$$\rho_{23} = 0,00200$$

$$\rho_{13} = 0,00307$$

$$\rho_{23} = 0,00200$$

$$\rho_3 = 0,01091$$

4° pour 4 nœuds :

$$g_{14} = 20 \quad g_{24} = 0 \quad g_{34} = 11 \quad G_4 = 170$$

$$b_{14} = 20 \times 0,01336 + 11 \times 0,00307 = 0,301$$

$$b_{24} = 20 \times 0,00368 + 11 \times 0,00200 = 0,0956$$

$$b_{34} = 20 \times 0,00307 + 11 \times 0,01091 = 0,1814$$

$$C_4 = 170 - 20 \times 0,301 - 11 \times 0,181 = 162$$

$$\frac{1}{C_4} = 0,00618 \quad \frac{b_{14}}{C_4} = 0,00186 \quad \frac{b_{24}}{C_4} = 0,00059 \quad \frac{b_{34}}{C_4} = 0,00112$$

$$\frac{b_{14}^2}{C_4} = 0,00056 \quad \frac{b_{14} b_{24}}{C_4} = 0,00018 \quad \frac{b_{14} b_{34}}{C_4} = 0,00034$$

$$\frac{b_{24}^2}{C_4} = 0,00006 \quad \frac{b_{24} \cdot b_{34}}{C_4} = 0,00011$$

$$\frac{b_{34}^2}{C_4} = 0,00020$$

$\rho_1 = 0,01392$	$\rho_{12} = 0,00386$	$\rho_{13} = 0,00341$	$\rho_{14} = 0,00186$
$\rho_{12} = 0,00386$	$\rho_2 = 0,00746$	$\rho_{23} = 0,00211$	$\rho_{24} = 0,00059$
$\rho_{13} = 0,00341$	$\rho_{23} = 0,00211$	$\rho_3 = 0,01111$	$\rho_{34} = 0,00112$
$\rho_{14} = 0,00186$	$\rho_{24} = 0,00059$	$\rho_{34} = 0,00112$	$\rho_4 = 0,00618$

5° pour 5 nœuds :

$$g_{15} = 12 \quad g_{25} = 22 \quad g_{35} = 0 \quad g_{45} = 16 \quad G_5 = 120$$

$$b_{15} = 12 \times 0,01392 + 22 \times 0,00386 + 16 \times 0,00186 = 0,282$$

$$b_{25} = 12 \times 0,00386 + 22 \times 0,00746 + 16 \times 0,00059 = 0,220$$

$$b_{35} = 12 \times 0,00341 + 22 \times 0,00211 + 16 \times 0,00112 = 0,105$$

$$b_{45} = 12 \times 0,00186 + 22 \times 0,00059 + 16 \times 0,00618 = 0,134$$

$$C_5 = 120 - 12 \times 0,282 - 22 \times 0,220 - 16 \times 0,134 = 109,6$$

$$\frac{1}{C_5} = 0,00912$$

$$\frac{b_{15}}{C_5} = 0,00256$$

$$\frac{b_{25}}{C_5} = 0,00200$$

$$\frac{b_{35}}{C_5} = 0,00095$$

$$\frac{b_{45}}{C_5} = 0,00122$$

$$\frac{b_{15}^2}{C_5} = 0,00072$$

$$\frac{b_{15} \cdot b_{25}}{C_5} = 0,00056$$

$$\frac{b_{15} \cdot b_{35}}{C_5} = 0,00027$$

$$\frac{b_{15} \cdot b_{45}}{C_5} = 0,00034$$

$$\frac{b_{25}^2}{C_5} = 0,00044$$

$$\frac{b_{25} \cdot b_{35}}{C_5} = 0,00021$$

$$\frac{b_{25} \cdot b_{45}}{C_5} = 0,00027$$

$$\frac{b_{35}^2}{C_5} = 0,00010$$

$$\frac{b_{35} \cdot b_{45}}{C_5} = 0,00013$$

$$\frac{b_{45}^2}{C_5} = 0,00016$$

$\rho_1 = 0,01464$	$\rho_{12} = 0,00442$	$\rho_{13} = 0,00368$	$\rho_{14} = 0,00220$	$\rho_{15} = 0,00256$
$\rho_{12} = 0,00442$	$\rho_2 = 0,00790$	$\rho_{23} = 0,00232$	$\rho_{24} = 0,00086$	$\rho_{25} = 0,00200$
$\rho_{13} = 0,00368$	$\rho_{23} = 0,00232$	$\rho_3 = 0,01121$	$\rho_{34} = 0,00125$	$\rho_{35} = 0,00095$
$\rho_{14} = 0,00220$	$\rho_{24} = 0,00086$	$\rho_{34} = 0,00125$	$\rho_4 = 0,00634$	$\rho_{45} = 0,00122$
$\rho_{15} = 0,00256$	$\rho_{25} = 0,00200$	$\rho_{35} = 0,00095$	$\rho_{45} = 0,00122$	$\rho_5 = 0,00912$

Nous trouvons donc pour les pertes de tension dans les nœuds sous l'influence des charges P.

$$\begin{aligned} e_1 &= 0,0146 P_1 + 0,0044 P_2 + 0,0037 P_3 + 0,0022 P_4 + 0,0025 P_5 \\ e_2 &= 0,0044 P_1 + 0,0079 P_2 + 0,0023 P_3 + 0,0008 P_4 + 0,0020 P_5 \\ e_3 &= 0,0037 P_1 + 0,0023 P_2 + 0,0112 P_3 + 0,0012 P_4 + 0,0009 P_5 \\ e_4 &= 0,0022 P_1 + 0,0008 P_2 + 0,0012 P_3 + 0,0063 P_4 + 0,0012 P_5 \\ e_5 &= 0,0025 P_1 + 0,0020 P_2 + 0,0009 P_3 + 0,0012 P_4 + 0,0091 P_5 \end{aligned}$$

Simplifications du calcul dans les cas pratiques. — Au point de vue théorique, il n'y a aucun intérêt à faire un choix déterminé quant à l'ordre dans lequel les différents nœuds du réseau seront introduits dans le calcul. Quel que soit cet ordre, on arrive toujours au résultat cherché après avoir appliqué n fois le procédé, par lequel, comme nous venons de le démontrer, un nouveau nœud est introduit.

Cependant, dans nombre de cas qui se présentent dans la pratique, il est possible de choisir l'ordre d'introduction des nœuds, de telle façon que la méthode générale s'en trouve simplifiée de beaucoup : d'une part par l'introduction *simultanée de plusieurs nœuds*, d'autre part par une *réduction du nombre d'opérations arithmétiques*, dont l'ensemble présente le calcul nécessaire pour l'introduction d'un ou de plusieurs nœuds déterminés.

La possibilité de ces simplifications du calcul est une conséquence du fait que dans les

réseaux pratiques un grand nombre des connections *possibles* entre les différents nœuds *n'existent pas*, ce qui signifie que les éléments correspondants g du déterminant D sont nuls.

Supposons que dans un réseau avec n nœuds, on puisse en prendre à part un nombre p , qui ne présentent pas entre eux des connexions directes.

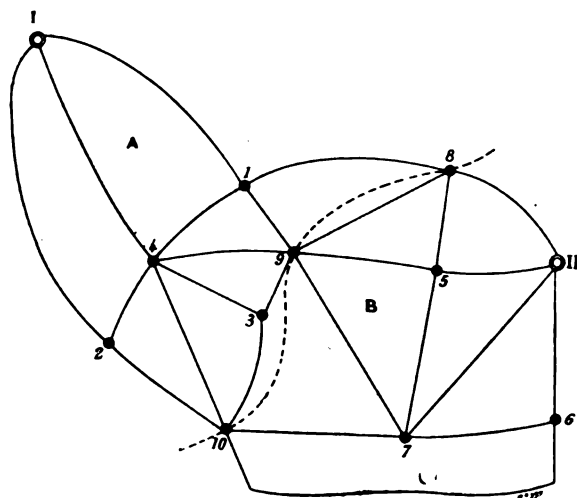
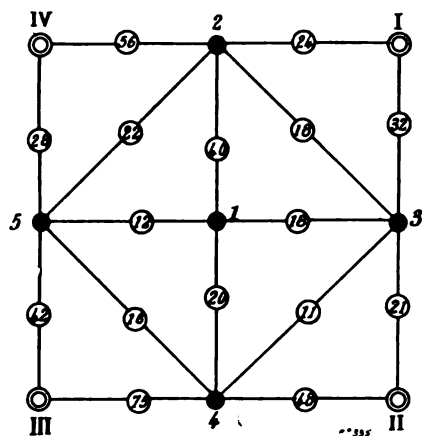


Fig. 1 et 2.

Si nous numérotions ces nœuds de 1 à p , les éléments g du déterminant D seulement sont différents de zéro ; au moins l'un des deux indices est plus grand que p .

Donc les équations :

$$\begin{vmatrix} G_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G_p \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \rho_{13} & \rho_{1p} \\ \rho_{12} & \rho_{22} & \rho_{23} & \rho_{2p} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & \rho_{33} & \rho_{3p} \\ \rho_{1p} & \rho_{2p} & \rho_{3p} & \rho_{pp} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

nous donnent immédiatement la solution suivante pour le réseau avec p nœuds :

$$\begin{aligned} \rho_{11} &= \frac{1}{G_1} & \rho_{12} &= 0 & \rho_{13} &= 0 & \rho_{1p} &= 0 \\ \rho_{12} &= 0 & \rho_{22} &= \frac{1}{G_2} & \rho_{23} &= 0 & \rho_{2p} &= 0 \\ \rho_{13} &= 0 & \rho_{23} &= 0 & \rho_{33} &= \frac{1}{G_3} & \rho_{3p} &= 0 \\ \rho_{1p} &= 0 & \rho_{2p} &= 0 & \rho_{3p} &= 0 & \rho_{pp} &= \frac{1}{G_p} \end{aligned}$$

et, en appliquant encore $n - p$ fois le procédé pour l'introduction d'un seul nœud, on trouve la solution pour le réseau complet.

Le nombre d'opérations est donc diminué de $p - 1$ par l'introduction simultanée de p nœuds.

Supposons en second lieu que des n nœuds d'un réseau on peut prendre à part deux groupes de p resp. de q nœuds, de sorte que les nœuds du premier groupe ne présentent pas des connexions directes avec les nœuds de l'autre groupe.

Si nous numérotions :

les nœuds du premier groupe de 1 à p ;

— du deuxième groupe de $p+1$ à $p+q$.

les équations suivantes :

$$\begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1p} & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & 0 & 0 & 0 \\ -g_{1p} & . & G_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G_{p+1} & . & -g_{p+1,p+q} \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & -g_{p+1,p+q} & . & G_{p+q} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \rho_1 & . & \rho_{1p} & \rho_{1,p+1} & . & \rho_{1,p+q} \\ . & . & . & . & . & . \\ \rho_{1p} & . & \rho_p & \rho_{p,p+1} & . & \rho_{p,p+q} \\ \rho_{1,p+1} & . & \rho_{p,p+1} & \rho_{p+1} & . & \rho_{p+1,p+q} \\ . & . & . & . & . & . \\ \rho_{1,p+q} & . & \rho_{p,p+q} & \rho_{p+1,p+q} & . & \rho_{p+q} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

nous donnent le résultat du calcul pour $p+q$ nœuds, qui sera évidemment de la forme suivante :

$$\begin{vmatrix} a_1 & . & a_{1p} & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & 0 & 0 & 0 \\ a_{1p} & . & a_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{p+1} & . & a_{p+1,p+q} \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & a_{p+1,p+q} & . & a_{p+q} \end{vmatrix}$$

et qu'on obtient conséquemment par une combinaison des solutions

$$\begin{vmatrix} a_1 & . & a_{1p} \\ . & . & . \\ a_{1p} & . & a_p \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{vmatrix} a_{p+1} & . & a_{p+1,p+q} \\ . & . & . \\ a_{p+1,p+q} & . & a_{p+q} \end{vmatrix}$$

des deux systèmes d'équations :

$$\begin{vmatrix} G_1 & . & -g_{1p} \\ . & . & . \\ -g_{1p} & . & G_p \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \rho_1 & . & \rho_{1p} \\ . & . & . \\ \rho_{1p} & . & \rho_p \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

et

$$\begin{vmatrix} G_{p+1} & . & -g_{p+1,p+q} \\ . & . & . \\ -g_{p+1,p+q} & . & G_{p+q} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \rho_{p+1} & . & \rho_{p+1,p+q} \\ . & . & . \\ \rho_{p+1,p+q} & . & \rho_{p+q} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Donc par le groupement des nœuds que nous venons d'indiquer, le nombre d'opérations ($p+q$), nécessaires pour déterminer la solution avec $p+q$ nœuds est resté le même ; cependant chacune des q opérations, au moyen desquelles la solution avec $p+q$ nœuds est déduite de celle avec p nœuds, en devient considérablement simplifiée.

On voit d'ailleurs que la même manière de procéder peut être appliquée dans le cas de plusieurs groupes de p , q , r nœuds etc. ne présentant pas des connexions directes entre les nœuds des différents groupes.

Dans les cas pratiques, on pourra en général combiner les deux modes des simplification que nous venons d'indiquer.

Nous en donnerons l'exemple suivant :

Le réseau de la figure 2 comprend les points d'alimentation I et II et les nœuds 1, 2, etc., 10.

On voit qu'il est possible de diviser ce réseau en deux parties A et B par une courbe (pointillée dans la figure), qui coupe seulement les conducteurs dans les nœuds 8, 9 et 10; donc les nœuds, situés dans la partie A, n'ont pas des connexions directes avec ceux de la partie B.

Conséquemment, dans le calcul du réseau nous introduirons d'abord les nœuds du groupe A, ensuite ceux du groupe B et enfin les nœuds 8, 9 et 10 qui connectent les deux parties du réseau.

Le groupe A comprend les nœuds 1, 2, 3 et 4; nous remarquons que 1, 2 et 3 ne présentent pas entre eux des connexions directes; nous laisserons donc dans le calcul précéder ces nœuds au nœud 4; pour la même raison les nœuds 5 et 6 doivent précéder le nœud 7 en introduisant dans le calcul les nœuds du groupe B.

Grâce à cet ordre d'introduction des nœuds, le déterminant D prend la forme suivante, qui, comme on constate facilement, réduit au minimum le nombre d'opérations arithmétiques, nécessaires pour le calcul du réseau, même si l'on procède tout à fait conformément au schéma de la méthode générale :

$$D = \begin{vmatrix} G_1 & 0 & 0 & -g_{11} & 0 & 0 & 0 & -g_{1,8} & -g_{1,9} & 0 \\ 0 & G_2 & 0 & -g_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -g_{2,10} \\ 0 & 0 & G_3 & -g_{31} & 0 & 0 & 0 & 0 & -g_{3,9} & -g_{3,10} \\ -g_{11} & -g_{21} & -g_{31} & G_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & -g_{4,9} & -g_{4,10} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & G_5 & 0 & -g_{57} & -g_{58} & -g_{5,9} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_6 & -g_{67} & 0 & 0 & -g_{6,10} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -g_{57} & -g_{67} & G_7 & 0 & -g_{7,9} & -g_{7,10} \\ \hline -g_{18} & 0 & 0 & 0 & -g_{5,8} & 0 & 0 & G_8 & -g_{8,9} & 0 \\ -g_{19} & 0 & -g_{3,9} & -g_{4,9} & -g_{5,9} & 0 & -g_{7,9} & -g_{8,9} & G_9 & 0 \\ 0 & -g_{2,10} & -g_{3,10} & -g_{4,10} & 0 & -g_{6,10} & -g_{7,10} & 0 & 0 & G_{10} \end{vmatrix}$$

(A suivre.)

P.-M. VERHOECKX.

TRACTION ÉLECTRIQUE PAR COURANT MONOPHASÉ

POUR CHEMINS DE FER A VOIE NORMALE

Si l'on considère sans aucune partialité, les efforts que l'on fait de ce temps, pour introduire la traction électrique sur les voies normales, il faut bien reconnaître que rien de ce qui avait été atteint jusqu'à ce jour, aucun des systèmes essayés ne pouvait suffire et l'emporter complètement sur la traction à vapeur. Sans vouloir donner aucun système en exemple, on peut cependant affirmer que tous ont un défaut commun dont la connaissance pourrait mettre dans la bonne voie de réussite.

En premier lieu, il faut considérer que la traction électrique sur les voies normales doit être introduite sans présenter d'inconvénients pour la traction à vapeur qui y est actuellement en usage; c'est-à-dire que le montage des installations électriques sur une ligne donnée doit se faire sans amener la moindre interruption du service de la voie. Aucun des systèmes

connus ne permet ceci absolument. Et les projets d'installer des tronçons de voie spéciaux, sont, à peu d'exceptions près, des utopies. *L'ingénieur électricien doit compter qu'il ne dispose que de voies desservies par la traction à vapeur.* Il doit s'accommoder des voies et du matériel roulant dans leurs moindres détails, les locomotives exceptées, et y adapter dans certaines limites l'installation électrique, de telle façon que les transformations nécessaires n'entravent pas le service à vapeur, ne soient pas entravées par celui-ci et que l'introduction de la traction électrique par l'élimination des locomotives se fasse petit à petit sans que le matériel roulant ait besoin de transformations.

Les voies existantes ne seront desservies par la traction électrique que lorsque celle-ci n'emploiera que des éléments pouvant devenir des éléments normaux. Lorsqu'il s'agit du service des voies ferrées, le sens très étendu de ce mot : élément normal, renferme avant tout la condition que toutes les parties puissent sans grandes difficultés être imitées exactement par des mains exercées, en tous les lieux et en tout temps, ou, autrement dit qu'il puisse être déterminé à l'aide d'un petit nombre de mesures facilement connues. De tels éléments normaux électriques manquent jusqu'à présent, et, sans eux, une exploitation internationale des voies ferrées par la traction électrique est impossible.

On objectera qu'il ne faut pas s'attendre à ce que l'on introduise un système de traction électrique uniforme dans tous les pays. Cependant, tout système de traction électrique qui prétend à la perfection devrait être conçu de telle sorte que les organes de traction (locomotives) puissent être employés pour n'importe quel autre système et puissent rendre alors possible le passage sur une voie étrangère.

Le point le plus délicat est l'installation de la ligne. On sait que celle-ci est exposée à un grand nombre de perturbations internes et externes qui entraînent facilement l'interruption du courant. L'alimentation par différentes sources d'électricité n'est pas non plus une réserve inépuisable. *C'est dans l'installation de la conduite même que doit se trouver la réserve.* Si un train à traction à vapeur est arrêté au milieu de la voie par suite d'une avarie à la locomotive, il peut être immédiatement envoyé un auxiliaire du prochain dépôt, et la voie bloquée peut être rendue à la circulation. Par contre, si un train à traction électrique reste en souffrance sur la voie, à cause d'une interruption du courant ou d'une rupture de la conduite que le personnel du train ne peut réparer lui-même, que pourra-t-on faire ?

Le secourir par une locomotive à vapeur ou à accumulateurs ? Alors même que ce serait possible, un électricien sérieux n'aura pas recours à de tels auxiliaires, à cause de l'augmentation de frais que leur emploi entraînerait, et aussi parce que le premier serait un peu ridicule ! L'installation électrique doit fournir une ressource semblable à celle que présentent les locomotives à vapeur de réserve, c'est-à-dire que les organes de traction employés doivent pouvoir suffire dans de telles occurrences.

Et comment se représente-t-on, étant données les hautes tensions nécessaires, une isolation *facile et peu coûteuse* des conducteurs ? Comment se représente-t-on le passage de la voie simple aux voies divisées des stations avec d'aussi hautes tensions ? L'emploi d'un organe fonctionnant comme intermédiaire est exclu en tous cas des express qui traversent beaucoup de stations. Et les spécialistes exigeront toujours que les organes de traction puissent servir tels quels.

L'élévation des tensions amènera les autorités particulièrement prudentes à exiger, dans les stations, des tensions inférieures, moins dangereuses, tandis que les autorités des chemins de fer exigeront que le même organe de traction puisse fonctionner avec cette tension comme avec la plus élevée, c'est-à-dire que le passage d'une haute tension à une

inférieure puisse se faire pour toutes les vitesses sans embarras et sans manipulations spéciales.

Comme les conducteurs aériens (et ici on ne peut employer que ceux-là) présentent trop de prise à toute sorte d'influences, il faut compter sur de nombreuses réparations pendant le fonctionnement même. Comment se représente-t-on cela ? L'emploi d'un chariot à plateforme sur la voie est exclu par la succession rapide des trains, et la grande distance des stations qui empêche un garage rapide du chariot. L'emploi d'un chariot circulant à côté de la voie est impossible à cause de la figure de la plupart des tronçons de voie (talus, tranchées, etc.). Ici aussi il faut que l'installation de la ligne elle-même fournisse l'auxiliaire.

On pourrait ajouter encore beaucoup de considérations à celles-ci, toutes importantes et

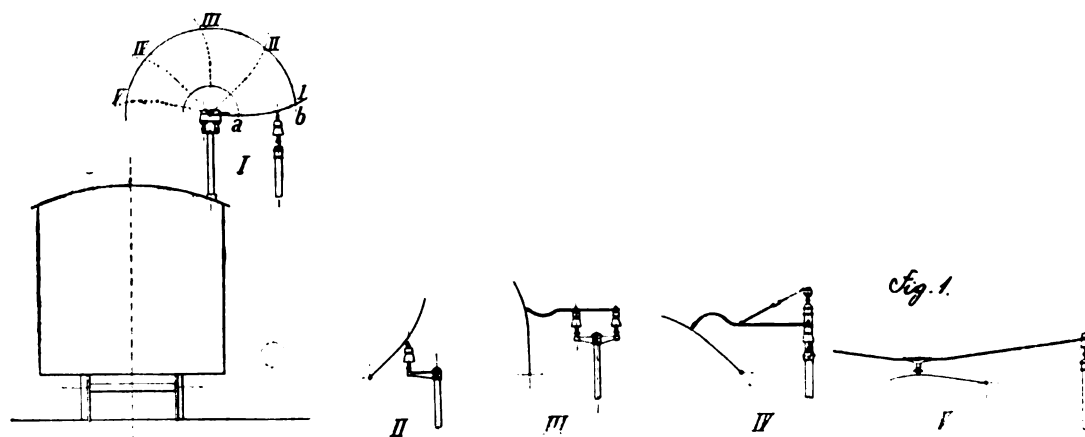


Fig. 1.

qu'on ne peut passer sous silence car, tant qu'on n'aura pas trouvé à y répondre, on ne pourra parler d'un système de traction praticable.

Pour établir un système de conduite inattaquable au point de vue de la technique de la traction, il faut se livrer à quelques réflexions qui rendent claires toutes les exigences auxquelles doit satisfaire un système praticable pour les voies normales. En admettant que la locomotive soit donnée, nous distinguerons parmi les exigences celles qui concernent la conduite et celles qui concernent la prise du courant. Les premières sont :

1. La grande facilité d'isoler des parties de la ligne devenues défectueuses, sans influencer la traction électrique sur la section de la voie en question, et sans dépasser les limites de l'économie.
2. Réduction au minimum des surfaces de la conduite exposées aux perturbations extérieures.
3. Possibilité d'employer, pour prendre le courant, les surfaces du conducteur les moins exposées à se couvrir de glace.
4. Simplicité des croisements et aiguillages.
5. Transition facile et simple pour l'organe de prise de courant des fils simples aux conducteurs divisés des stations, et *vice versa*, même si la tension dans les gares est inférieure à celle du dehors.
6. Suppression de tous les isolateurs de sectionnement, étant donnée l'impossibilité d'exécuter facilement un bon isolement avec des tensions aussi hautes.

7. Réparation facile de la voie sans perturbation dans le service, sans interruption même passagère de la section.

8. Pose des conducteurs aussi bas que possible, pour les atteindre facilement et réduire au minimum les fatigues de flexion des poteaux dues au vent ou à la tension des fils.

9. Accès possible de la conduite latéralement sans être obligé de marcher sur la voie ferrée.

10. Réduction du nombre des éléments de construction de l'installation de la ligne à un minimum.

11. Suppression des parties de construction communes aux conduites distinctes.

12. Réduction des fortes vibrations du fil de trôlet.

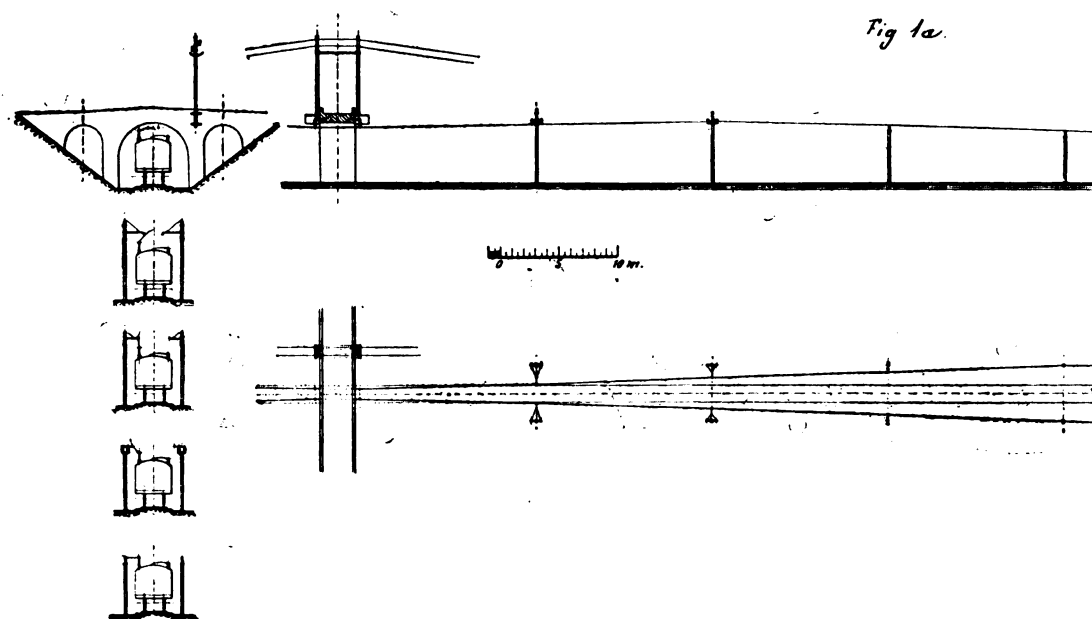


Fig. 1a.

13. Emploi de feeders doubles, indépendants l'un de l'autre et non exposés aux mêmes influences perturbatrices.

14. Existence d'une conduite de réserve.

15. Grande facilité de déplacement offerte par le conducteur à l'organe de prise de courant.

16. Réduction à un minimum des différences de potentiel dans la conduite de retour.

17. Mesures efficaces de sûreté aux passages à niveau.

Quant à l'organe de prise de courant, il devra satisfaire aux conditions suivantes :

1° Ne pouvoir s'échapper du fil de ligne, quelles que soient les circonstances :

2° Ne nécessiter d'autre dispositif de croisement que ceux employés ordinairement.

3° Permettre l'accès latéral de la ligne et une réduction du nombre des différentes pièces de construction ; pour cela permettre la disposition latérale de la ligne.

4° N'endommager les matériaux de la ligne ni par pression ni par chocs.

5° Avoir une masse réduite au minimum.

6° Être facilement remplaçable.

7° Avoir toutes les qualités d'un élément normal de traction.

8° Assurer, par une grande élasticité, le contact permanent avec le fil de ligne.

9° Etre utilisable dans toute position normale à la direction de la voie, c'est-à-dire, s'adapter automatiquement à toute position du fil de ligne.

10° Permettre les changements de direction sans nécessiter de changements de position.

11° Suivre sûrement, facilement et sans chocs, tous les changements de forme linéaire du fil de ligne (courbes, etc.), et cela sans interruption de contact.

Si l'on applique du courant alternatif monophasé, la difficulté qui résulte de l'isolation réciproque de 2 ou 3 fils, ne se présente pas comme pour les courants polyphasés. Pour un courant monophasé, le fil de ligne se compose d'un fil, ou d'un ensemble de fils non isolés

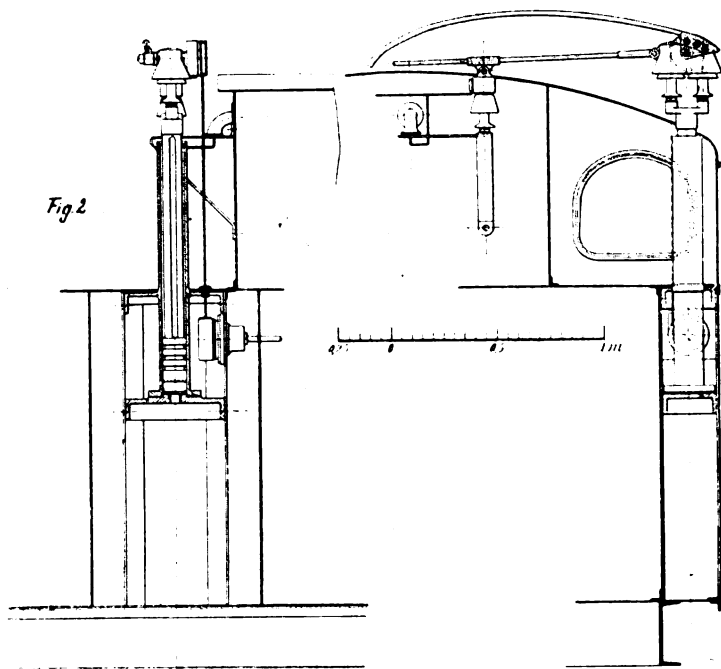


Fig. 2.

les uns des autres, qui doivent être seulement isolés simultanément des rails et du sol, par exemple à leurs points d'appui. Par conséquent, il semble possible de prendre le courant dans les fils de ligne sous des tensions très élevées, 15 000 volts par exemple, sans dangers pour le service. De cette façon on obtient non seulement une installation moins coûteuse et une réduction de la perte dans les conduites, mais surtout la réduction de l'intensité qui en résulte est avantageuse au point de vue de la prise du courant et des pertes inductives dans la conduite de retour formée par les rails. Dans le système appliqué par les ateliers de construction Oerlikon, il existe une relation géométrique intime entre la position du fil de ligne, la longueur de l'organe de prise du courant, la position de l'attache de celui-ci, le profil de la locomotive et le gabarit de la voie à parcourir. Cette disposition du fil de ligne, de l'organe de prise de courant et de son attache à la locomotive est nécessaire pour permettre une prise de courant parfaite pour les voies présentant des difficultés par leur profil et leurs bifurcations. Dans la ligne à courant alternatif à haute tension récemment construite par lesdits ateliers, l'organe de prise de courant est constitué par un archet conducteur archouté contre le fil de ligne, sur lequel il est appliqué au moyen d'un res-

sort. Cet archet est mobile dans un plan perpendiculaire à la direction de la voie, autour d'un axe fixé à la locomotive par un palier isolant. Cet axe peut être installé dans plusieurs positions, verticalement et transversalement, à la main ou automatiquement. On pourrait aussi donner à l'archet une forme droite ou celle d'une surface quelconque, mais on y perdrait les avantages cités plus bas qui résultent précisément de sa convexité. La figure 1 représente les différentes positions de l'organe de prise de courant. Dans la position I le fil de ligne est touché d'en haut; dans la position V, il est touché d'en bas. La possibilité de réunir les avantages d'un conducteur latéral et d'une prise ordinaire de courant par archet, au point de vue de la simplicité des croisements aériens, ressort de cette figure. On comprend facilement aussi, que cet organe de prise de courant prenne automatiquement diverses positions, selon la direction de la voie. La position I convient sur les voies libres, la position V dans

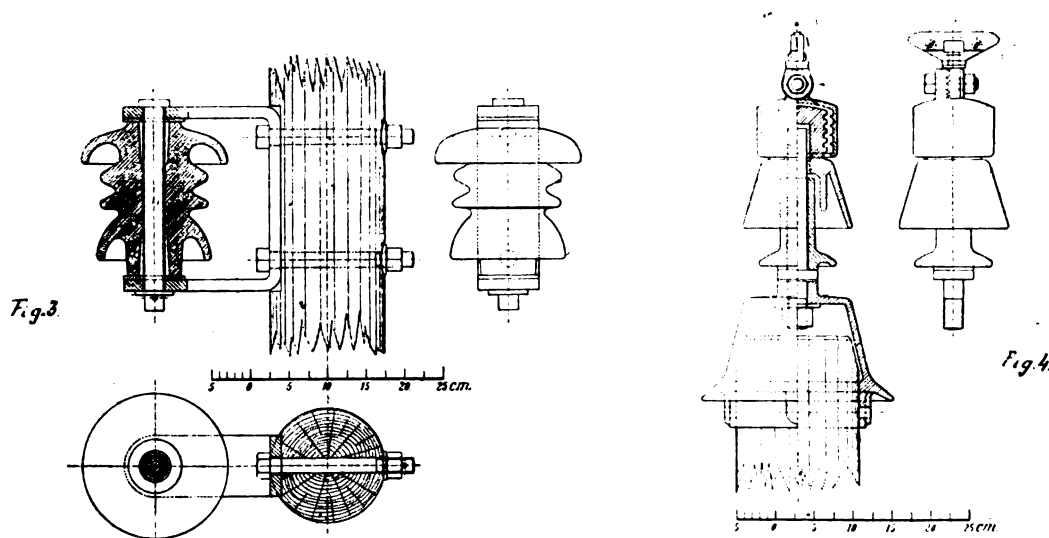


Fig. 3 et 4.

les gares avec bifurcations, les autres positions pour les passages des voies libres aux voies en station, pour les rétrécissements de profil, etc. L'entrée en station est représentée figure 1a.

D'un essai de cet organe de prise de courant spécial, il résulte qu'un échappement est rendu impossible, parce que l'archet s'adapte de lui-même à toutes les positions du fil de ligne. Par la position V, seules les aiguilles à angle sont rendues nécessaires. La disposition latérale du fil de ligne est rendue possible par la position I. La forme convexe de l'archet rend impossible le coincement entre le fil de ligne et l'organe de prise de courant. L'élasticité de l'archet ainsi que sa masse minime, qui est à peine le tiers de celle d'un archet ordinaire, font que les chocs donnés au fil de ligne au passage des isolateurs sont sans importance et ne peuvent entraîner l'usure du fil. L'archet est facilement remplaçable, a une forme facile à déterminer, convient donc comme élément normal. La tension du ressort en même temps que la convexité de l'archet assurent le contact permanent, quels que soient les changements de direction et de position du fil.

La locomotive est munie de deux organes de prise de courant écartés de plusieurs mètres et dont la construction permet les changements de hauteur (fig. 2). Le remplacement de l'archet se fait par le dévissage d'un cadre de serrage.

Grâce à la disposition latérale du fil de ligne, les lignes à une voie peuvent être munies de chaque côté d'un fil de ligne. Ces deux fils, dont un seul est presque toujours employé, se suppléent en service normal et forment une réserve réciproque en cas de perturbation survenue à l'un d'eux.

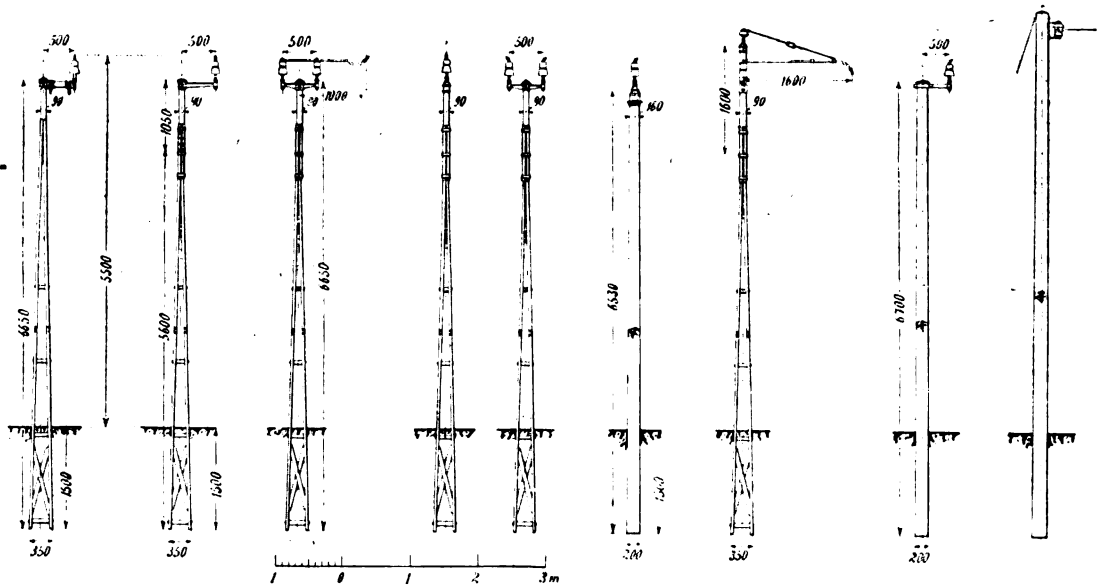


Fig. 5.

L'isolement des fils ne se fait pas, comme de coutume, par des isolateurs placés en série et n'agissant pas sûrement séparément, mais par un isolateur (fig. 3 et 4) qui se trouve tou-

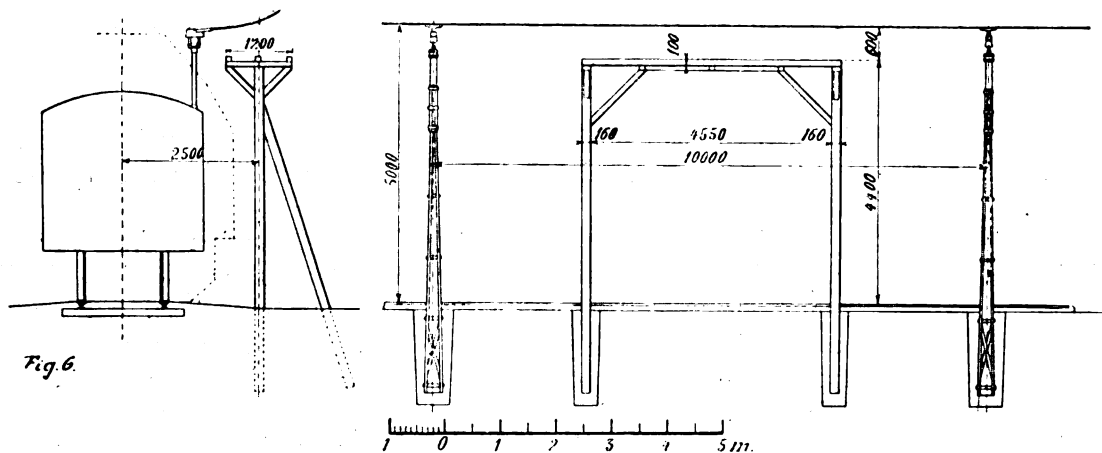


Fig. 6.

jours au poteau, de sorte que les consoles et les fils de suspension nécessaires dans tous les cas sont isolés, non du fil de ligne, mais du poteau et par conséquent de la terre. Les isolateurs choisis peuvent résister à l'égard du poteau à une tension de 30 000 volts, à l'état humide (fig. 5).

Le fil de ligne est disposé à 5 m au dessus de l'arête supérieure des rails. Au croisement

des passages à niveau, on emploie l'appareil de sûreté que le système de conduite rend simple et sûr (fig. 6).

La liaison des différentes sections du fil de ligne, ou du fil de la voie libre à celui de la voie en station se fait par un raccordement oblique des lignes sous un angle aussi aigu que possible, entre deux points d'appui. Si les deux sections successives sont reliées à la même source de courant, le passage de l'organe de prise de courant d'une section à l'autre, se fait sans choc et sans production d'étincelles d'un bout à l'autre, malgré que ces extrémités soient parfois distantes de 300 à 500 mm. Il existe donc entre ces points extrêmes un isolement indépendant de tout isolateur à interruption.

(A suivre.)

S. HERZOG.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Détermination du diamètre d'alésage d'un moteur asynchrone. H.-M. Hobart. *Electrical World*, 23 janvier 1904.

Une erreur commune, suivant l'auteur, est de croire que le facteur de puissance d'un moteur asynchrone est d'autant plus grand que son diamètre est lui-même grand. En réalité, les fuites magnétiques croissent avec le pas polaire et tendent à réduire le facteur de puissance.

M. Hobart se propose dans cette étude de montrer l'importance relativement grande des fuites magnétiques des parties extérieures des enroulements et de donner une méthode simple de calcul du diamètre le plus convenable au point de vue de l'obtention d'un facteur de puissance élevée.

Il donne comme base du calcul des fuites les résultats moyens obtenus, pour un grand nombre de moteurs, en évaluant les fuites des parties intérieures des enroulements par un procédé analogue à celui déjà employé par lui pour le calcul des fuites dans les sections en court-circuit d'une dynamo à courant continu.

Ces résultats, ramenés en lignes par ampèretour et par centimètre de longueur des parties intérieures, sont pour des enroulements comportant des bobines de largeur voisine du pas et suivant la nature des perforations et la grandeur du pas polaire :

Pas polaire en cm.	Rainures rectangulaires.	Encoches demi-fermées.	Trous.
20	0,86	1,04	1,24
25	0,69	0,83	1
30	0,57	0,69	0,83
35	0,49	0,59	0,71
40	0,43	0,52	0,62
45	0,38	0,46	0,55

En ce qui concerne les parties extérieures des enroulements ou parties non-actives des conducteurs, M. Hobart propose de prendre comme fuites magnétiques pour toutes les valeurs du pas polaire, 0,4 ligne par ampèretour et par centimètre pour les moteurs avec enroulements induits non en cage d'écureuil et 0,3 pour ceux avec enroulements en cage d'écureuil.

L'auteur applique les chiffres précédents au calcul de l'inductance de fuite d'un moteur dont les données et les résultats obtenus correspondants sont les suivants :

Diamètre d'alésage	102 cm
Nombre de pôles	8
Pas polaire	40,2 cm
Largeur effective du fer parallèlement à l'axe	25,4 cm
Longueur moyenne d'une spire de l'inducteur	181 cm
Partie intérieure de chaque spire.	51 cm
Partie extérieure de chaque spire.	130 cm
Flux par spire et par ampèretour à l'intérieur des perforations.	$51 \times 0,43 = 22$
Flux par spire et par ampèretour à l'extérieur	$130 \times 0,4 = 52$
Flux par spire et par ampèretour.	74

Nombre de perforations par pôle et phase	5
Nombre de conducteurs par perforation	4
Nombre de spires par pôle et phase	10
Flux par bobine par ampère . . .	$74 \times 20 = 1480$
Coefficient de self-induction par bobine	$1480 \times 20 \cdot 10^{-8}$ $= 0,000296 \text{ henry.}$
Coefficient de self-induction par phase	$0,000296 \times 4$ $= 0,00118$
Fréquence	40
Inductance par phase	$6,28 \times 40 \times 0,00118$ $= 0,296 \text{ ohm}$

On remarquera que l'enroulement était constitué par 4 bobines de 20 spires, une par paire de pôles; s'il y avait eu une bobine par pôle, chacune d'elles aurait comporté seulement 10 spires et le coefficient de self-induction par phase aurait été deux fois moins grand.

Ce moteur était enroulé en étoile et pour 500 bornes, soit 318 volts par phase. Si l'on suppose l'inductance de l'induit ramenée à l'inducteur, égale à celle de ce dernier, le courant par phase au démarrage avec l'induit en court-circuit sera sans tenir compte des pertes par effet Joule

$$A = \frac{318}{2 \times 0,296} = 536 \text{ ampères.}$$

On sait que pour obtenir le diamètre du cercle du diagramme bien connu de M. Blondel pour les moteurs asynchrones, il faut retrancher du courant de court-circuit le courant magnétisant à vide.

Le calcul du courant magnétisant est résumé ci-dessous :

Flux par pôle	$2,37 \cdot 10^6 \text{ Maxwells}$
Pas des perforations de l'inducteur	2,68 cm
Pas des perforations de l'induit	2,23 cm
Ouverture dans l'entrefer des encoches de l'inducteur	0,9 cm
Ouverture dans l'entrefer des encoches de l'induit	0,8 cm
Rapport de la surface réelle du fer inducteur dans l'entrefer à la surface théorique d'un pôle	65 p. 100
Rapport correspondant pour l'induit	61 p. 100
Rapport moyen	63 p. 100
Surface moyenne d'un pôle	660 cm^2
Surface corrigée pour l'épanouissement du flux dans l'entrefer	$660 \times 1,2 = 790 \text{ cm}^2$

Induction moyenne dans l'entrefer	3000
Induction maxima dans l'entrefer ($3000 \times 1,7$)	5100
Entrefer réel	0,32 cm
Entrefer équivalent (ou correspondant à la réluctance totale)	0,35 cm
Force magnétomotrice totale nécessaire	1430 ampèretours
Force magnétomotrice par phase	715 ampèretours
Courant maximum par phase $\frac{715}{10} =$	71,5 ampères
Courant efficace	50 ampères

Le diamètre du cercle du diagramme est donc de :

$$536 - 50 = 486$$

Le coefficient de dispersion σ a donc pour valeur suivant une formule approximative connue et donnant des résultats approchés par excès

$$\left(I_{cc} = \frac{I_0}{\sigma} \right),$$

$$\sigma = \frac{50}{486} = 0,103.$$

ce qui correspondrait à un facteur de puissance maxima de

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{1}{1 + 26} = 0,83$$

M. Hobart rappelle que M. Behrend a, dans son traité des moteurs asynchrones, donné une formule approchée simple pour le calcul du coefficient de dispersion σ . Cette formule est

$$\sigma = C \times \frac{\delta}{a}$$

δ étant l'entrefer, a le pas polaire et C une constante dépendant, entre autres conditions, de la forme et du nombre des perforations et variant entre 10 et 15 pour des encoches à demi-ouvertes.

Etant donnée la simplicité de cette formule, l'auteur s'est proposé, pour l'appliquer avec rigueur, de calculer la valeur de C dans un certain nombre de cas en partant des résultats donnés plus haut.

Les valeurs obtenues ont été portées dans le tableau suivant en partant du rapport de la largeur utile du fer au pas polaire; elles correspondent seulement aux deux cas extrêmes, rainures rectangulaires et trous.

Rapport de la largeur utile au pas polaire.	Rainures rectangulaires.	Trous.
1,50	6	12,5
1,40	6,2	12,6
1,30	6,4	12,7
1,20	6,7	12,9
1,1	7,1	13,1
1	7,5	13,4
0,9	8,2	13,8
0,8	8,8	14,3
0,7	9,5	14,8
0,6	10,3	15,4
0,5	11,3	16,1
0,4	12,2	16,8
0,3	13,5	17,7

C.-F. G.

GÉNÉRATION

Pertes dans le cuivre et capacité d'utilisation des génératrices à double courant, par Horschitz. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 14 janvier 1904.

On désigne par génératrices à double courant les génératrices à courant continu munies de bagues connectées à des points convenablement choisis de l'enroulement; ces machines peuvent donner simultanément du courant continu et du courant alternatif ou polyphasé.

Comme construction, ces dynamos sont identiques aux commutatrices; mais, au point de vue du fonctionnement, il convient de signaler deux différences essentielles entre les deux types de machines.

1° Une commutatrice, transformant par exemple du courant alternatif en courant continu, fonctionne simultanément comme moteur synchrone et comme génératrice à courant continu; les courants alternatif et continu sont en opposition dans l'induit; dans les génératrices à double courant, les deux courants produits sont de même sens.

2° Dans la commutatrice le rapport entre les deux formes de l'énergie entrant en jeu (courant alternatif et courant continu) est constamment égal à 1; dans les génératrices à double courant ce rapport peut avoir une valeur quelconque.

L'auteur se propose d'étudier la superposition des deux formes de courant dans chaque bobine de l'induit d'une génératrice à double courant et de comparer les pertes dans le cuivre de cette génératrice à celles de la même machine fonctionnant comme simple dynamo à courant continu.

Considérons un induit à courant continu

muni d'un certain nombre n de bagues réunies à un même nombre de points également répartis sur l'enroulement; soit E_c la tension continue entre balais et E_A la tension alternative entre deux bagues; on sait que ces deux tensions sont reliées entre elles par la relation générale

$$\frac{E_A}{E_c} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

Désignons par I_A l'intensité efficace du courant alternatif dans un quelconque des conducteurs de l'induit; la puissance totale apparente est $n E_A I_A$.

Supposons que le même induit puisse débiter un courant continu d'intensité I_c telle que la puissance $E_c I_c$ soit équivalente à la puissance $n E_A I_A$. On a par hypothèse

$$n E_A I_A = E_c I_c$$

et en tenant compte de la relation (1)

$$I_A = I_c \frac{\sqrt{2}}{n \sin \frac{\pi}{n}} \quad (2)$$

Sur l'induit considéré, construit pour la tension E_c et le courant I_c prenons sous forme de courant alternatif une certaine fraction $q E_c I_c$ de la puissance totale (q étant un nombre compris entre 0 et 1), la puissance restante $(1-q) E_c I_c$ étant prise sous forme de courant continu. Le courant alternatif dans l'induit aura une intensité efficace I_A définie par l'égalité

$$q E_c I_c = n E_A I_A = n E_c \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sqrt{2}} I_A$$

D'où

$$I_A = q I_c \frac{\sqrt{2}}{n \sin \frac{\pi}{n}} \quad (3)$$

Le courant continu a une intensité I_c' donnée par

$$I_c' = (1-q) I_c \quad (4)$$

Intensité du courant résultant dans une bobine quelconque. — Soit (fig. 1) l'induit considéré, dans une position telle que la bobine a située au milieu de l'intervalle séparant deux points consécutifs connectés aux bagues, soit dans un plan faisant un angle α avec le plan

neutre. La valeur instantanée du courant alternatif dans la spire a est

$$i_A = I_A^{\max} \sin \alpha$$

$I_A^{\max}$ étant l'intensité maxima du courant alter-

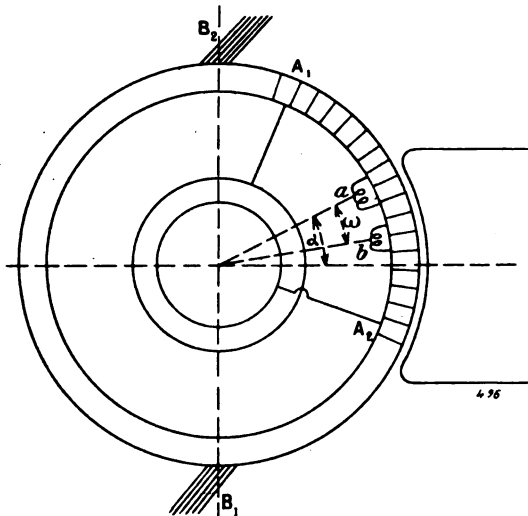


Fig. 1.

natif; l'intensité du courant continu dans la même bobine est $\frac{I_c}{2}$, et la valeur instantanée du courant résultant est

$$i_0 = I_A^{\max} \sin \alpha + \frac{I_c}{2} \quad (5)$$

Dans une bobine b dont le plan fait un angle ω avec le plan de la bobine a l'intensité instantanée du courant alternatif est

$$I_A^{\max} \sin (\alpha - \omega)$$

et l'intensité instantanée du courant résultant est

$$i_0' = I_A^{\max} \sin (\alpha - \omega) + \frac{I_c}{2}. \quad (6)$$

Tout ce qui précède suppose le courant alternatif en phase avec la force électromotrice; s'il est décalé d'un angle φ l'intensité instantanée du courant résultant dans la bobine b est donnée par

$$i_0'' = I_A^{\max} \sin (\alpha - \omega - \varphi) + \frac{I_c}{2} \quad (7)$$

Cette dernière relation donne l'expression la plus générale de l'intensité instantanée dans une bobine quelconque.

Représentation graphique. — Le courant continu $\frac{I_c}{2}$ peut être envisagé comme un courant alternatif d'intensité absolue constante,

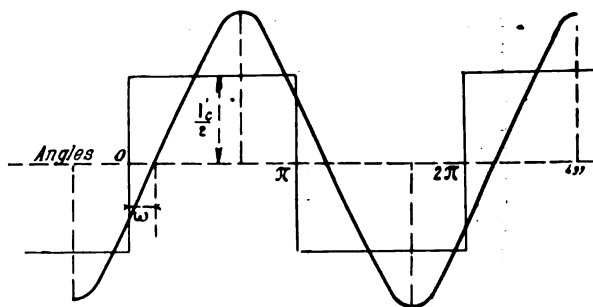


Fig. 2a.

mais changeant de signe à chaque passage de la bobine sous un balai. La figure 2_a donne la forme des deux courants composant le courant i_0' ; la figure 2_b représente ce dernier courant. Les figures 3_a et 3_b se rapportent au courant i_0'' .

Pertes dans le cuivre. — L'expression du

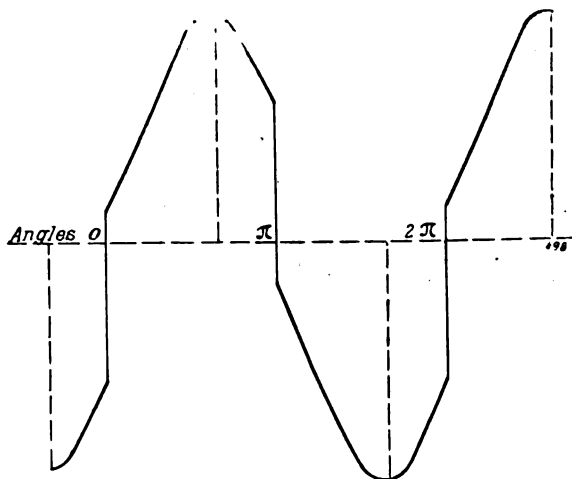


Fig. 2b.

courant dans une bobine quelconque permet de calculer les pertes dans cette bobine. Il faut pour cela déterminer la valeur efficace du courant i_0' . Elle est donnée par

$$I_0 = \sqrt{\frac{1}{n} \int_0^n i_0'^2 dx}.$$

L'expression de i_0'' peut s'écrire en tenant compte des relations (3) et (4)

$$i_0 = \frac{I_c}{2} \left[\frac{4q \sin (\alpha - \omega - \varphi)}{n \sin \frac{\pi}{n}} + (1 - q) \right]$$

En remplaçant i'' par cette valeur et intégrant on obtient

$$I_0 = \frac{I_c}{2} \sqrt{\frac{8q^2}{n^2 \sin^2 \frac{\pi}{n}} + \frac{16q(1-q) \cos(\omega + \varphi)}{n \sin \frac{\pi}{n}} + (1-q)^2} \quad (8)$$

I_c est l'intensité de pleine charge de la dynamo

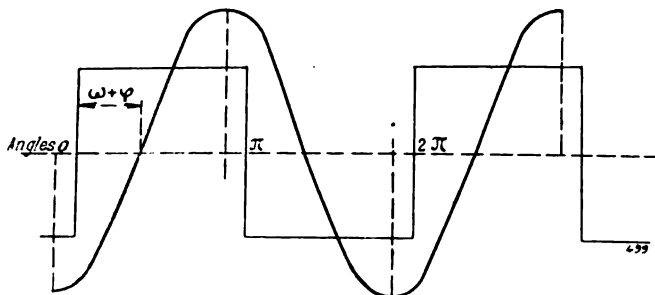


Fig. 3a.

considérée fonctionnant uniquement comme génératrice à courant continu.

Dans la génératrice à double courant, les

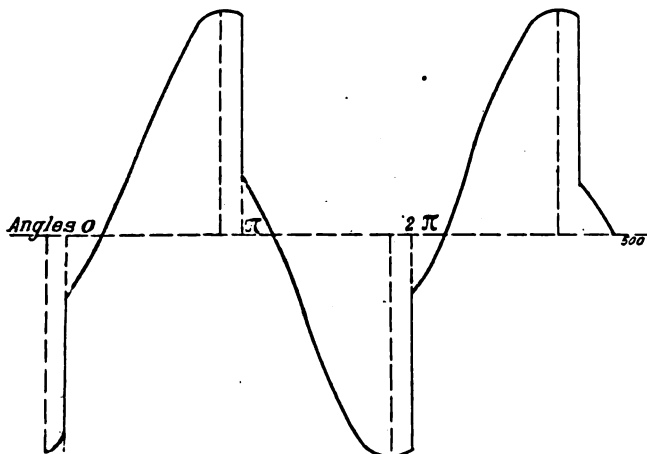


Fig. 3b.

pertes dans le cuivre, pour la bobine b sont proportionnelles à I_0^2 ; dans la génératrice à courant continu, elles sont proportionnelles à $\left(\frac{I_c}{2}\right)^2$. Le rapport de ces pertes est donc

$$\gamma_\omega = \frac{I_0^2}{\left(\frac{I_c}{2}\right)^2} = \frac{8q^2}{n^2 \sin^2 \frac{\pi}{n}} + \frac{16q(1-q) \cos(\omega + \varphi)}{n \sin \frac{\pi}{n}} + (1-q)^2 \quad (9)$$

γ_ω est une fonction de ω , maxima pour $\omega = 0$ (bobine a) et minima pour $\omega = \frac{\pi}{n}$ (bobines voisines des points de connexion A_1 et A_2). La chaleur dégagée varie donc d'une bobine à l'autre, est maxima en a , minima en A_1 et A_2 . Ces conclusions sont identiques à celles données par Steinmetz sur les commutatrices.

Bien entendu, l'échauffement de chaque bobine n'est pas proportionnel à la chaleur qui s'y dégage; en pratique, grâce à la ventilation et à la communication des bobines entre elles, il s'établit une température uniforme qui correspond à la chaleur moyenne dégagée dans les bobines.

Formons l'expression $T = \frac{n}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{n}} \gamma_\omega d\omega$; T représente le rapport des pertes totales dans le cuivre de l'induit d'une génératrice à double courant aux pertes dans l'induit de la même dynamo, développant la même puissance, mais entièrement en courant continu. En calculant T on obtient

$$T = \frac{8q^2}{n^2 \sin^2 \frac{\pi}{n}} + (1-q)^2 + \frac{16q(1-q)}{\pi^2} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2n} + \varphi\right)}{\cos \frac{\pi}{n}} \quad (10)$$

Fonctionnement d'une génératrice à double courant sur charge non inductive. — Pour $\varphi = 0$ l'expression de T devient

$$T_{\varphi=0} = \frac{8q^2}{n^2 \sin^2 \frac{\pi}{n}} + (1-q)^2 + \frac{16q(1-q)}{\pi^2} \quad (11)$$

Les valeurs de T pour différentes valeurs de q et de n sont données dans le tableau ci-après.

$n =$	2	3	4	6	∞
$q = 0$	1	1	1	1	1
$q = 1/4$	0,99	0,94	0,93	0,92	0,92
$q = 1/2$	1,16	0,95	0,90	0,88	0,86
$q = 3/4$	1,47	1,03	0,99	0,87	0,82
$q = 1$	2	1,18	1	0,89	0,82

A échauffement égal de l'induit, une génératrice à double courant peut développer une puis-

sance égale à $\frac{1}{\sqrt{T}}$ de la puissance de la même machine comme génératrice à courant continu ; $\frac{1}{\sqrt{T}}$ est le coefficient d'utilisation de la dynamo à double courant, par rapport à la dynamo à courant continu ; les valeurs de $\frac{1}{\sqrt{T}}$ sont données dans le tableau suivant.

$n =$	2	3	4	6	∞
$q = 0$	1	1	1	1	1
$q = 1/4$	1,01	1,03	1,038	1,04	1,04
$q = 1/2$	0,93	1,03	1,05	1,07	1,08
$q = 3/4$	0,82	0,99	1,04	1,07	1,10
$q = 1$	0,71	0,92	1	1,06	1,11

Les valeurs de T et de $\frac{1}{\sqrt{T}}$ sont représentées graphiquement par les courbes des figures 4 et 5.

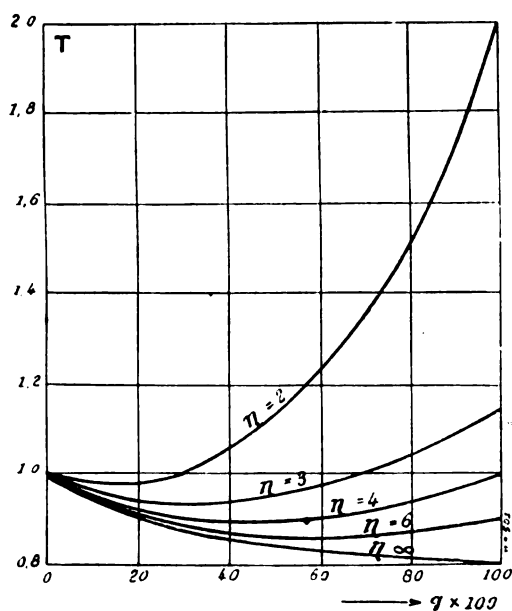


Fig. 4.

Ces courbes, ainsi que les tableaux précédents, mettent en évidence quelques propriétés intéressantes des génératrices à double courant.

1° Les génératrices à double courant monophasées ont le plus mauvais coefficient d'utilisation.

2° Les génératrices à double courant triphasées qui sont les plus employées, ont un bon coefficient d'utilisation tant que q est inférieur à 0,6.

3° L'augmentation du nombre de phases améliore le coefficient d'utilisation ; cependant il n'y a pas grand intérêt à employer un nombre de phases supérieur à 6, car au delà de 6, l'accroissement du nombre de phases n'augmente que fort peu le coefficient d'utilisation.

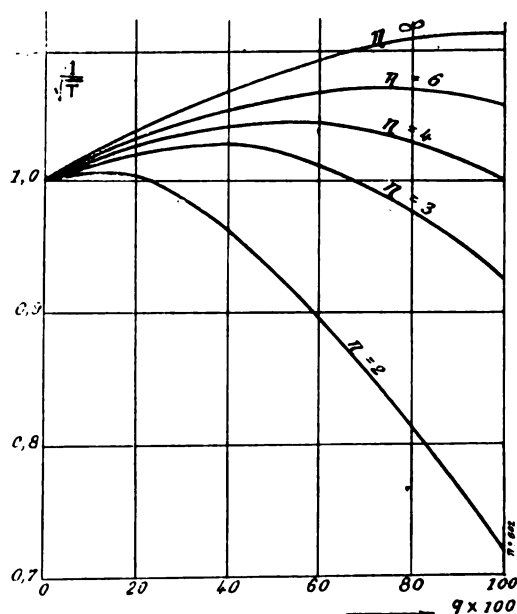


Fig. 5.

La génératrice à double courant sur charge inductive. — On voit facilement, d'après la formule 10 donnant la forme générale de T qu'une différence de phase entre le courant et la force électromotrice diminue les pertes dans le cuivre. Les courbes des figures 6 et 7 représentent les valeurs de T et de $\frac{1}{\sqrt{T}}$ dans le cas d'une génératrice à double courant triphasée ; et pour différentes valeurs du facteur de puissance (1 ; 0,9 ; 0,8 ; 0). Ces courbes montrent que, sur charge inductive, l'augmentation du coefficient d'utilisation est loin d'être négligeable ; elle est maxima lorsque q est voisin de 1/2.

On peut encore déduire de l'expression de T une conséquence intéressante au point de vue théorique. Faisons $\varphi = 180^\circ$; le courant alternatif et le courant continu sont en opposition ; on a donc un moteur synchrone et une génératrice à courant continu et si l'on suppose $q = 1/2$ on se trouve précisément dans le cas d'une commutatrice. Remplaçons dans l'expression

(10) φ par π et q par $1/2$. On obtient

$$T = \frac{1}{4} \left[\frac{8}{n^2 \sin^2 \frac{\pi}{n}} + 1 - \frac{16}{\pi^2} \right]$$

L'expression entre parenthèses concorde avec celle donnée par Steinmetz pour les commu-

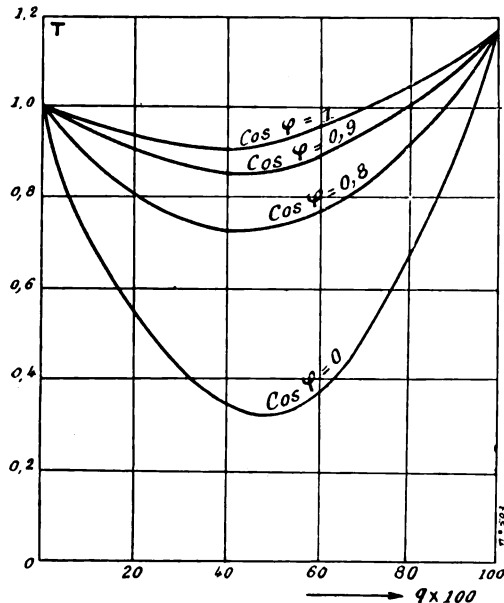


Fig. 6.

tatrices; le facteur $1/4$ provient de ce que, dans les considérations précédentes nous comparons les pertes d'une génératrice à double courant pouvant donner par exemple 50 kilowatts en courant alternatif, et 50 en courant continu à celles d'une génératrice à courant continu de 100 kilowatts; au contraire, s'il s'agit d'une commutatrice absorbant 50 kilowatts de courant alternatif et donnant 50 kilowatts en courant continu on compare ses pertes à celles d'une dynamo de 50 kilowatts.

Remarques finales. — Dans le calcul d'une génératrice à double courant, il ne faut pas tenir compte uniquement du facteur $\frac{1}{\sqrt{T}}$; il intervient d'autres considérations que celles des pertes dans l'induit: par exemple, si la charge alternative d'une dynamo à double courant présente une grande induction, la réaction d'induit est très notable et le champ doit être plus fort que pour une génératrice à courant continu de même puissance; cette seule considération

peut conduire à un type de machine plus puissant.

Toutefois le facteur T peut être utilisé avantageusement dans le calcul de la machine, en permettant d'évaluer les pertes dans l'induit dès que ce dernier et son enroulement sont approxi-

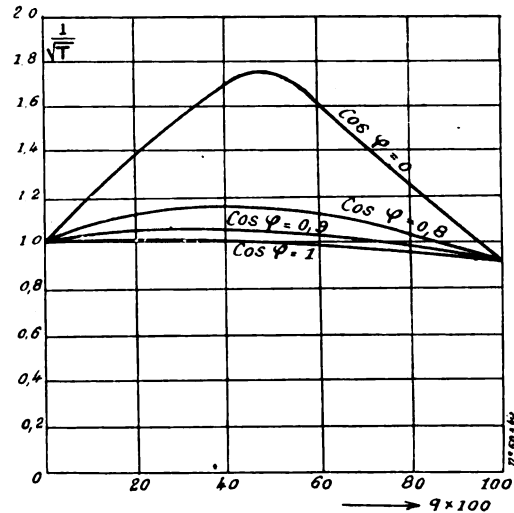


Fig. 7.

mativement calculés; il suffit de déterminer les pertes dans le cuivre lorsque l'induit développe sa pleine puissance sous forme de courant continu et de multiplier la valeur trouvée par T.

P. MEUNIER.

DISTRIBUTION

Quelques causes des élévations de tension dans les installations à haute tension, par G. Benischke. *Electrotechnische Rundschau*, 15 janvier.

L'extension des installations à haute tension importantes a révélé des dangers d'exploitation que l'on ne soupçonnait point il y a quelques années. Il se produit des élévations de tension, soit pendant le service normal, soit au moment des opérations normales de connexion ou de déconnexion, soit à la suite de perturbations survenues en des points quelconques de l'installation.

Autrefois, on ne connaissait, comme causes de surtensions nuisibles, que les décharges atmosphériques résultant de la formation d'orages. On s'était bien aperçu que les jours de chaleur lourde, même lorsque le ciel était sans

nuages, et les jours de tempêtes de neige ou de tourbillons de poussières, des charges statiques prenaient naissance dans les conducteurs libres, et se traduisaient par des étincelles jaillissant à la terre aux points de moindre résistance. Mais ces décharges ne causaient la plupart du temps aucun dégât, tandis qu'elles sont aujourd'hui fréquemment la cause principale des perturbations ⁽¹⁾.

Il faut remarquer à ce propos que l'isolement des installations à haute tension actuelles est infiniment supérieur à celui que pouvaient avoir les lignes d'il y a quelques années.

La raison pour laquelle les perturbations dues à des surélévations nuisibles de tension se répandent de plus en plus doit évidemment être cherchée dans l'extension toujours croissante des réseaux de distribution et l'amélioration de leur isolement, ainsi que dans l'emploi de plus en plus répandu de câbles souterrains : en effet, il en résulte un grand accroissement de la capacité, joint à un accroissement de la self-induction dû à l'augmentation du nombre des transformateurs et des moteurs alimentés par le réseau.

L'auteur montre dans ce qui suit que l'accroissement de la capacité et de la self-induction accroît la formation des surtensions. Il ne s'agit point ici de ce phénomène désigné sous le nom de résonance électrique, qui se produit lorsque la résistance inductive et la résistance de capacité d'un circuit sont égales, et réduit la résistance totale à la seule résistance ohmique. La conséquence de ce phénomène est une augmentation de l'intensité du courant et une élévation de la tension aux bornes du condensateur et de la self-induction, augmentation ou élévation qui peuvent atteindre le centuple de la valeur normale. Il est à remarquer que, dans ce cas, l'élévation de tension résulte de l'augmentation d'intensité. Dans les installations électriques, un semblable accroissement de l'intensité du courant est impossible, car aucun alternateur ne peut laisser passer une intensité de courant supérieure de 3 à 5 fois à l'intensité normale, par suite de la réaction d'induit et de la résistance inductive

due à la dispersion, qui toutes deux croissent avec l'intensité du courant. En outre, les conditions ne sont pas les mêmes que dans un circuit comprenant une self-induction et une capacité séparées, car ces deux dernières sont réparties le long des conducteurs ; dans les canalisations aériennes, c'est la self-induction qui domine ; dans les câbles souterrains, c'est la capacité.

La résonance ne peut alors avoir des effets aussi intenses que dans le cas où la self-induction et la capacité sont séparées. Mais, même en supposant qu'il en soit ainsi, la résonance ne pourrait se produire que pour une fréquence de 200 à 300 au minimum, c'est-à-dire pour une fréquence 4 à 6 fois plus élevée que les fréquences usuelles. Ces raisons conduisent à penser que les surélévations de tension ne sont pas causées,

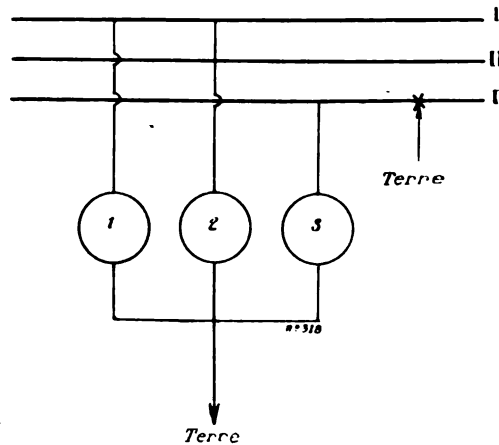


Fig. 1.

dans les réseaux, par des effets de résonance. On n'a encore observé aucun cas qui puisse être attribué avec certitude à ces effets.

Il en est autrement quand on observe, indépendamment du courant de travail de l'installation, le mouvement de l'électricité lors de perturbations. Il faut remarquer que chaque canalisation à courant alternatif à fils parallèles forme un condensateur électrostatique dont une armature est formée par l'un des fils et l'autre par l'autre, et dont le diélectrique est formé par l'air ou par la matière isolante du câble. En outre, chaque fil constitue un condensateur électrostatique par rapport à la terre.

D'après les renseignements recueillis jusqu'ici, une surtension se produit presque à tout coup

⁽¹⁾ Des cas où les charges statiques produites par le frottement des particules de poussière contre les fils de canalisation ont amené des surélévations de tension, ont été fréquemment observés à Bakou.

quand l'un des 3 conducteurs d'une installation à courants triphasés est mis subitement à la terre. Cette décharge est analogue à la décharge d'un condensateur, et il se produit toujours en même temps une élévation de la différence de potentiel des deux autres fils par rapport à la terre, qui passe de la valeur de la tension simple à la valeur 1,73 fois plus grande de la tension composée. Si l'on connecte 3 voltmètres (fig. 1) en étoile, chacun des instruments marque en service normal la tension simple ; lorsqu'une terre se produit, par exemple sur le fil III, les voltmètres 1 et 2 marquent aussitôt la tension composée. On emploie souvent ce dispositif dans les installations à haute tension pour être prévenu de la formation d'une terre.

Par suite de cette mise à la terre du fil III, non seulement le condensateur formé par III et la terre se décharge, mais les condensateurs I et II subissent brusquement une élévation de tension. On sait que toute décharge d'un condensateur est oscillante si le circuit ne présente pas une résistance élevée, aussi bien quand le condensateur a été chargé par un courant continu que quand il a été chargé par un courant alternatif.

Dans le cas considéré, il se produit, en même temps que la décharge du conducteur III, une charge des conducteurs I et II, telle que leur différence de potentiel par rapport à la terre s'élève dans le rapport de 1 à 1,73. Or la charge d'un condensateur est aussi oscillante, sauf quand elle s'effectue par l'intermédiaire d'une résistance élevée. Cela seul suffit déjà pour déterminer la rupture de l'isolant entre les conducteurs I et II. Il peut même arriver que les oscillations résultant de la décharge du conducteur III et de la charge des conducteurs I et II interfèrent et donnent naissance à des tensions considérables aux instants où les phases sont en concordance. Si la quantité d'électricité franchissant le point de rupture de l'isolant est suffisante, le courant de travail passe à sa suite sous forme d'arc : or cette quantité d'électricité est d'autant plus considérable que la capacité du conducteur — et éventuellement des générateurs ou des appareils d'utilisation qui y sont branchés — est plus grande, et que la tension normale est plus élevée. Aussi, tandis que dans de petites installations la décharge d'un conducteur n'est pas nuisible, c'est-à-dire qu'une terre acci-

dentelle n'a pas de conséquences graves, un semblable accident est d'autant plus redoutable que l'installation est plus étendue, parce que la quantité d'électricité passant à la décharge est plus considérable. Le phénomène ne se produit pas si le diélectrique n'est pas parfait, mais présente une certaine conductibilité, ou s'il y a des points de faible isolement par suite de défauts d'installation. Dans ce cas, la décharge n'a pas lieu sous forme oscillante, ou bien les surtensions disparaissent d'elles-mêmes. Cela explique l'affirmation d'apparence paradoxale du début, que l'amélioration de l'isolement compte parmi les causes de production de surtensions, c'est pourquoi dans un grand nombre d'installations à haut isolement on crée en diverses places des points faibles destinés à conduire à la terre toutes les élévations anormales de tension qui dépassent une certaine valeur. Pour empêcher l'établissement d'un arc dû au passage du courant principal par ces points, on introduit sur la prise de terre une résistance élevée. On peut alors réaliser un isolement aussi parfait que possible.

La charge oscillante qui cause un accroissement d'amplitude des ondes se produit naturellement quand on ferme l'interrupteur d'un tronçon de ligne. Pour éviter cet inconvénient, il y a lieu, si le tronçon envisagé ne comporte pas de limiteur de tension, de le connecter par l'intermédiaire d'une résistance que l'on retire graduellement, ou bien de le charger au moyen d'une machine auxiliaire à une tension graduellement croissante avant de le relier au réseau : la machine auxiliaire est ensuite retirée.

Lorsqu'une ligne aérienne n'alimente pas d'appareils comportant des enroulements, elle a une capacité et une self-induction très faibles, et il ne se produit à la fermeture aucune surtension, car les oscillations électriques ne peuvent prendre naissance que quand le circuit possède une self-induction et une capacité d'une certaine valeur.

Si l'on coupe sous charge, les surtensions ne sont pas à craindre lorsqu'il se forme un arc ; la rupture du courant se fait progressivement grâce à la résistance croissante de l'arc. Il faut remarquer d'ailleurs que, d'après une observation de Duddell, l'arc lui-même présente des oscillations quand on monte en dérivation une résistance et une capacité (arc chantant) ; mais ces oscillations ont une faible amplitude, parce

que l'arc lui-même laisse passer trop de courant et que la fréquence des ondes est très élevée.

Avec les interrupteurs à huile, où l'arc ne peut pas avoir lieu, et où la coupure est rapide, il est impossible de déterminer *a priori* s'il n'y aura pas production de surélévation de tension. Plusieurs essais faits avec un micromètre à étincelles en parallèle avec l'interrupteur, et les nombreux interrupteurs à huile employés en pratique, prouvent que le phénomène n'est pas à redouter. Il est très probable que cela tient à ce que l'interrupteur à huile laisse subsister malgré tout un arc de peu de durée, qui prolonge le contact en augmentant la résistance jusqu'au moment où le courant passe par zéro.

Deux cas particuliers où des surtensions peuvent se produire, ont déjà été signalés par l'auteur. L'un d'eux est celui où un transformateur est coupé sous une charge si faible qu'il ne se produit au secondaire aucune étincelle visible, et où la coupure a lieu au moment du maximum de courant. A cet instant le champ magnétique dans le noyau du transformateur a une valeur élevée, et sa réduction subite à zéro donne naissance à une force électromotrice élevée. L'autre cas est celui où un arc prend naissance dans le voisinage d'un champ magnétique puissant et est soufflé par lui. Les oscillations qui en résultent peuvent être transformées dans certaines circonstances par l'enroulement d'une machine ou d'un appareil en une très haute tension produite par un phénomène analogue à celui utilisé par Tesla.

O. A.

Nouveau parafoudre à bobine avec souffleur magnétique d'étincelles, système Siemens et Halske.

La maison Siemens et Halske, de Berlin, a récemment constitué un nouveau parafoudre à bobine beaucoup plus perfectionné que celui qu'elle construisait anciennement. Au lieu du noyau de fer massif employé précédemment, le noyau est en fer divisé, ce qui permet d'employer l'appareil aussi bien pour le courant continu que pour les courants alternatifs. De plus, le souffleur d'étincelles est si puissant que, même avec un violent court-circuit, l'extinction de l'arc est certaine.

Le nouveau parafoudre est pourvu de 2 distances explosives en série ménagées entre 3 pièces métalliques. Elles sont situées dans un

champ électromagnétique puissant, dont la bobine excitatrice est en parallèle avec une des distances explosives.

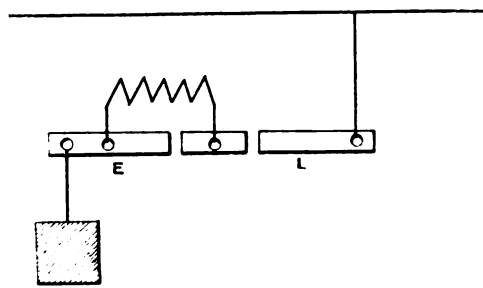


Fig. 1. — Schéma du parafoudre à bobine Siemens et Halske.

Tandis que le foudre se rend à la terre par le chemin le plus direct, le courant d'une machine



Fig. 2. — Vue du parafoudre à bobine avec souffleur magnétique d'étincelle.

suit et se divise en 2 parties : l'une traverse la distance explosive qui sépare la pièce médiane

et la bobine E, l'autre traverse la bobine magnétique. Le champ magnétique qui en résulte souffle l'arc dans chacune des distances explosives et interrompt, par suite, le courant venant de la machine. Pour éviter que la bobine magnétique ne soit exclue du circuit par un arc passant directement de L à E, une chappe incombustible et facilement remplaçable sépare les deux distances explosives et protège en même temps le socle contre le feu. La bobine se trouve à la partie supérieure de ce socle et est abritée contre la poussière et l'humidité par une calotte de matière isolante.

Le montage est très simple. La suspension isolée permet, en effet, de suspendre l'appareil librement n'importe où. Il faut toutefois veiller à ce qu'il ne se trouve dans la direction où l'arc est soufflé, ni conducteurs ni matières inflammables, du moins à une distance inférieure à 50 cm. Il faut veiller aussi à ce que la borne L soit toujours reliée à la conduite, la borne E à la terre. La liaison avec la plaque de terre se fait au moyen d'un fil de cuivre de 25 mm² de section.

Le poids d'un appareil pour une installation à courant continu ou à courants alternatifs sous 750 volts de tension est de 6,5 kg net et de 11 kg brut.

E. G.

TRACTION

Systèmes de traction électrique interurbaine, par P.-M. Lincoln. Conférence à la récente assemblée de la section électrique de la Société Canadienne des Ingénieurs civils, à Montréal. *Electrical Review* (N.-Y.), t. XLIII, p. 893-897. 19 décembre 1903.

Dans cette communication, l'auteur a surtout en vue d'établir une comparaison entre les systèmes à courant alternatif et ceux à courant continu. Il constate que la presque totalité des entreprises de traction, en Amérique, ont employé le courant continu. Les ingénieurs américains se sont refusés à introduire le courant polyphasé, parce qu'ils reprochent au moteur asynchrone : 1° d'être, par essence, un moteur à vitesse constante ; 2° d'exiger au moins deux conducteurs aériens entre lesquels l'isolement est plus difficile à maintenir qu'entre un seul conducteur et le sol. Les efforts des ingénieurs américains se sont, d'autre part, portés sur la création d'un moteur monophasé ; et le seul qui présente les caractères d'un moteur de traction

est le type à collecteur. Les avantages du courant alternatif sont les suivants : 1° la tension n'est pas limitée à 600 volts, d'où économie de cuivre et plus grande facilité de collection du courant ; 2° la tension au moteur peut être réglée par des procédés ne comportant pas de pertes dans un rhéostat ; 3° l'absence de commutatrices entraîne une économie de capital et d'énergie ; 4° les sous-stations ne comportant que des transformateurs, toutes les opérations peuvent se faire automatiquement ; 5° la suppression de l'électrolyse n'est pas le moindre de ces avantages. L'auteur n'a garde de perdre de vue les inconvénients de la traction à courant alternatif, qui sont : 1° un accroissement de poids dû à un moteur plus pesant, à capacité égale, que pour le courant continu, à la présence d'un transformateur, et au régulateur de tension ; 2° la difficulté d'utiliser les lignes actuelles, qui dans le voisinage des villes sont toujours alimentées par du courant continu. Bien que le moteur s'accommode des deux espèces de courant, l'appareillage reste néanmoins compliqué ; 3° l'accroissement de la perte dans le retour par les rails ; on estime, en effet, qu'avec des courants de 30 à 50 périodes, cette perte est de 3 à 5 fois supérieure à celle d'un courant continu de même intensité ; mais il va sans dire que, avec des tensions plus élevées, le courant de retour sera aussi beaucoup plus faible ; 4° le caractère inductif des courants d'excitation rendent un court-circuit dans les inducteurs beaucoup plus grave ; cet inconvénient est cependant compensé par la possibilité d'employer des tensions très basses avec le moteur à courant alternatif, accompagné d'un transformateur ; 5° le retour, par les rails, du courant alternatif ne peut manquer d'influencer les lignes téléphoniques parallèles ; cependant avec des voltages très élevés le courant de retour sera faible et l'on peut, de plus, établir des conducteurs de retour spéciaux.

L'auteur se propose ensuite d'établir une comparaison entre les conditions économiques des systèmes à courant continu et à courant alternatif ; il choisit, à cet effet, une ligne théorique dont il calcule les frais de premier établissement et les dépenses d'exploitation. Les données sont les suivantes :

Longueur de la ligne : 60 milles (96 km) ;
vitesse commerciale : 30 milles (48 km) à l'heure ;

départs toutes les demi-heures ; nombre d'arrêts, 30 ; course typique : 2 milles (3,2 km) ; poids de la voiture à courant continu, 35 tonnes ; poids de la voiture à courant alternatif, 41,3 tonnes.

Dans la figure 1, l'auteur indique les diagram-

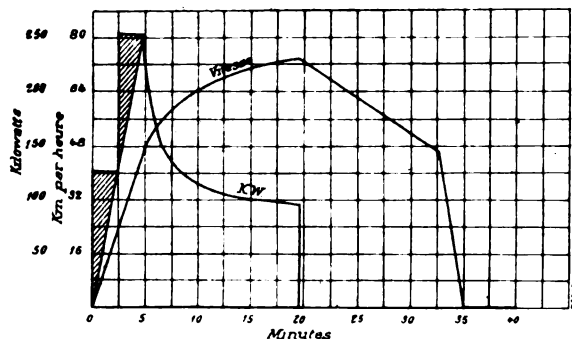


Fig. 1.

mes des vitesses et des kilowatts en fonction du temps. Les autres données sont également indiquées.

La figure 2 donne les diagrammes correspondants pour le courant alternatif, ainsi que celui des kilowatts apparents et du facteur de puissance. Il est à noter que la différence de l'énergie absorbée n'est que de 10 p. 100 en faveur du courant continu, alors que la différence des poids est de 18 p. 100.

Dans chaque cas, la station est supposée située

au milieu du parcours total et renferme une sous-station. Dans le cas du courant alternatif, les génératrices fournissent directement 3000 volts au système aérien ; on suppose qu'il y a quatre points d'alimentation en dehors de la station, autrement dit 5 sous-stations à 12 milles

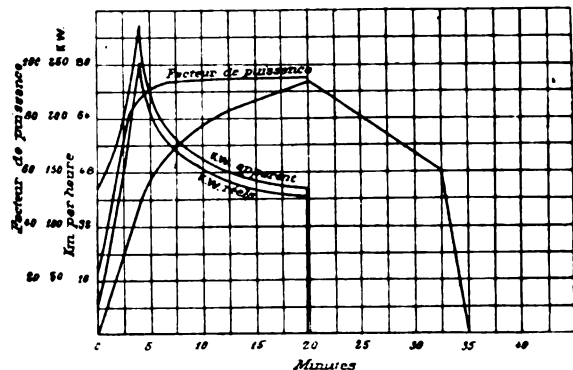


Fig. 2.

(19,2 km) de distance. On suppose que la ligne ne forme qu'un réseau unique, ce qui offre l'avantage d'une alimentation des deux côtés. Dans le système à courant continu, on suppose les génératrices et les lignes triphasées.

Les colonnes de la table ci-après établissent la comparaison entre la consommation d'énergie, les pertes dans les transmissions et les transformations, le prix des appareils et les dépenses d'exploitation.

Calcul de la puissance.

Traction à courant continu.

Puissance moyenne absorbée par voiture dans une course (fig. 1).	67,2 kilowatts
Nombre de voitures en service à la fois.	8
Nombre de sous-stations.	5
Nombre moyen de voitures par sous-station.	1,6
Racine carrée du moyen carré des ampères par voiture.	185,3
Racine carrée du carré moyen des ampères par sous-station, $m =$	279,0

Avec sous-stations éloignées de 19,2 km, rails de 40 kg, et 3° rail de 30 kg au mètre, la résistance entre deux stations consécutives est $r =$ 0,9 ohm

Traction à courant alternatif.

Puissance réelle moyenne par voiture dans une course (fig. 2).	73,9 kilowatts
Nombre de voitures en service à la fois.	8
Nombre de sous-stations.	5
Nombre moyen de voitures par sous-station.	1,6
Racine carrée du moyen carré des kilowatts par voiture.	129,0
Racine carrée du moyen carré des ampères par voiture (3000 volts).	43,0
Racine carrée du moyen carré des ampères par sous-station $m =$	68,8
Avec sous-stations éloignées de 19,2 km, rails de 40 kg au mètre et fil aérien de 107 mm ² , la résistance entre sous-stations, en tenant compte de l'accroissement alternatif dû au courant alternatif dans les rails, est $r =$	4,2 ohms

Traction à courant continu

Perte en ligne par sous-station $\frac{rm^2}{6} =$	16,1 kilowatts
Kilowatts moyens par sous-station sur les voitures	107,5 »
Kilowatts moyens par sous-station à la sous-station.	123,6 »
Perte pour cent dans le 3 ^e rail . . .	15,5 p. 100
Perte dans les transformateurs-réducteurs	3,5 »
Perte dans les commutatrices	10,0 »
Perte dans la ligne à haute tension. .	2,5 »
Perte dans les transformateurs-élevateurs	3,5 »
Perte totale des voitures à la station.	39,5 »

Kilowatts moyens consommés sur les 8 voitures	537 kilowatts
Kilowatts moyens à la station pour 8 voitures	750 »

Charge maxima par sous-station (condition la plus défavorable : 2 voitures en démarrage). Une commutatrice de 400 kilowatts pourvoira à cette surcharge de 40 p. 100 . . .	560 »
Charge moyenne à la commutatrice .	30 p. 100

Les commutatrices seront de puissance suffisante pour que l'une d'elles puisse être supprimée momentanément.	
Charge maxima à la station	1 200 kilowatts
Peut être fournie par 3 génératrices de 400 kilowatts — une de réserve.	

Traction à courant alternatif.

Perte en ligne et par les rails par sous-station, $\frac{rm^2}{6} =$	3,32 kilowatts
Kilowatts réels moyens par sous-station sur les voitures	118,00 »
Kilowatts réels moyens par sous-station sur les voitures	121,32 »
Perte en p. 100 dans la ligne à haute tension	2,5 p. 100
Perte dans les transformateurs-élevateurs	3,5 »
Perte dans le régulateur et le transformateur de la voiture	5,0 »
Perte dans le trôlet et les rails . . .	2,8 »
Perte dans le transformateur-réducteur	3,5 »
Perte dans la ligne à haute tension. .	2,5 »
Perte dans le transformateur-élevateur	3,5 »
Perte totale p. 100.	18,4 »

Kilowatts réels moyens consommés sur les 8 voitures	591 kilowatts
Kilowatts réels moyens à la station pour 8 voitures	700 »
Kilowatts apparents moyens à la station, environ.	825 »
Charge maxima par sous-station (2 voitures au maximum en démarrage, absorbant chacune 275 kilowatts apparents).	550 »
Une commutatrice de 350 kilowatts y pourvoira avec 50 p. 100 de surcharge.	
Charge moyenne à la sous-station, environ.	40 p. 100

Les transformateurs seront assez puissants pour que l'un d'eux puisse être supprimé.	
Charge maxima à la station, en kilowatts apparents	1 400 kilowatts
Pourra être obtenue au moyen de 3 génératrices de 450 kilowatts — une de réserve.	

Transformateurs-élevateurs.

Sept transformateurs de 150 kilowatts — 1 de réserve.

3 transformateurs de 400 kilowatts — 1 de réserve.

Ligne à haute tension.

Conducteurs de 13,5 mm ² de chaque côté de la station — 20 000 volts-triphasé.	
Perte moyenne.	8,25 p. 100
Perte maxima	2,50 »

Conducteur de 26,6 mm ² de chaque côté de la station — 20 000 volts — monophasé.	
Perte moyenne.	8,2 p. 100
Perte maxima	2,7 »

Équipement des sous-stations.

5 sous-stations en tout, dont une à la station centrale.	
Chacune des 4 sous stations extérieures contiendra :	
3 transformateurs-réducteurs de . . .	150 kilowatts
1 commutatrice de	400 »
1 tableau.	
(Pas de transformateurs-réducteurs dans les sous-stations centrales.)	

4 sous-stations. La station fournit directement 3 000 volts à la ligne.	
Les sous-stations contiennent chacune :	
1 transformateur de	350 kilowatts
1 tableau.	

*Distribution à basse tension.*Toute la ligne en 3^e rail de 30 kg au mètre.Toute la ligne en conducteur aérien de 107 mm².*Équipement des voitures.*

Chaque voiture équipée avec deux moteurs à courant continu de 150 chevaux, appareillage complet de couplage en série et quantité.

Chaque voiture équipée avec deux moteurs monophasés, de 165 chevaux, appareillage complet de couplage.

ESTIMATION DU COUT DE L'ÉQUIPEMENT ÉLECTRIQUE

Station centrale.

3 génératrices de 400 kilowatts triphasées, 25 périodes, 360 volts, à 32 500 fr l'une.	97 500 fr
7 transformateurs, 350 à 20 000 volts, dans l'huile, 150 kilowatts à 6 225 fr l'un.	43 575 »
Tableau.	22 500 »
	<u>163 575 fr</u>

3 génératrices de 450 kilowatts, monophasé, 17 périodes, 3 000 volts, à 35 000 fr l'une.	105 000 fr
3 transformateurs de 400 kilowatts, 17 périodes, 3 000 à 20 000 volts, isolés à l'huile, à 12 500 fr.	37 500 »
Tableau.	19 000 »
	<u>161 500 fr</u>

Ligne à haute tension.

77 km à 20 000 volts triphasés, en conducteurs de 13,5 mm ² , à 28 000 fr le kilomètre.	2 156 000 fr
Parafoudres, etc.	12 500 »
	<u>2 281 000 fr</u>

77 km à 20 000 volts monophasé, en conducteurs de 26,6 mm ² , à 3 750 fr le kilomètre.	288 750 fr
Parafoudres, etc.	10 000 »
	<u>298 750 fr</u>

Sous-stations.

12 transformateurs de 135 kilowatts, 20 000 à 360 volts, 25 périodes, dans l'huile, à 5 875 fr l'un.	70 500 fr
5 commutateurs de 400 kilowatts, 600 volts et 25 périodes, à 26 000 fr	130 000 »
5 tableaux à 14 000 fr.	70 000 »
	<u>270 500 fr</u>

4 transformateurs de 350 kilowatts, 20 000 à 3 000 volts, 17 périodes, dans l'huile, à 11 000 fr.	44 000 fr
5 tableaux à 7 500 fr.	37 500 »
Lignes auxiliaires pour la commande des tableaux de sous-station.	37 500 »
	<u>119 000 fr</u>

Distribution à basse tension.

110 km de 3 ^e rail de 30 kg, à 7 800 fr.	780 000 fr
Conducteurs de retour, 100 km à 1 250 fr.	125 000 »
	<u>905 000 fr</u>

100 km de conducteurs de 107 mm ² à 2 810 fr.	281 000 fr
Conducteurs de retour, 100 km à 1 250 fr	125 000 »
24 km de ligne aérienne, en dehors des conducteurs de travail, à 1 935 fr.	46 400 »
	<u>452 400 fr</u>

Équipement des voitures.

12 équipements complets, consistant en 2 moteurs de 150 chevaux à courant continu, rhéostats, coupleurs, etc., à 26 085 fr l'un.	313 020 fr
Capital de 1 ^{er} établissement.	1 880 175 fr

12 équipements complets comprenant 2 moteurs de 165 chevaux à courant alternatif, rhéostats, coupleurs, etc., à 42 410 fr l'un.	508 920 fr
Capital de 1 ^{er} établissement.	1 540 000 fr

Dépenses annuelles d'exploitation.

2 équipes de 5 hommes à 4 500 fr.	45 000 fr
1 homme de jour et de nuit aux 4 sous-stations, à 4 500 fr.	36 000 »
Charbon, eau, huile, etc., à 0,025 fr par kilowatt-heure pour 4 890 000 kilowatts-heure.	122 250 »

2 équipes de 5 hommes à 4 500 fr.	45 000 fr
Charbon, huile, eau, à 0,025 par kilowatt-heure.	115 250 »

Réparations et entretien de la station (3 p. 100)	4 855 »
Réparations et entretien de la ligne à haute tension (5 p. 100)	11 425 »
Réparations et entretien des sous-sta- tions (4 p. 100)	10 320 »
Réparations et entretien du 3 ^e rail (1 p. 100)	9 110 »
Réparations et entretien des voitures (12 p. 100 de leur valeur)	37 560 »
Dépenses totales annuelles d'exploita- tion	277 020 fr

Réparations et entretien de la station (3 p. 100)	4 945 »
Réparations et entretien de la ligne à haute tension (5 p. 100)	14 900 »
Réparation et entretien des sous-sta- tions (6 p. 100)	7 140 »
Réparations et entretien du trôlet (4 p. 100)	18 260 »
Réparations et entretien des voitures (10 p. 100)	50 885 »
Dépenses totales annuelles d'exploita- tion	256 280 fr

Dans cette comparaison on n'a pas tenu compte du fait que le courant alternatif exige moins de dépense d'énergie à la station, d'où une économie considérable dans les chaudières et les machines. Par suite du décalage de phase, les génératrices et transformateurs devront avoir une capacité plus grande, mais les chaudières et machines n'en seront pas plus puissantes pour autant. Le système à courant alternatif permet d'employer des unités plus puissantes; les tableaux ne renfermeront que deux interrupteurs, au lieu de trois par circuit. L'emploi du courant monophasé exige un peu plus de cuivre que celui du triphasé; mais la plus grande différence réside dans ce fait que les poteaux du monophasé devront être assez rapprochés pour porter également les conducteurs du trôlet. Dans les sous-stations, les transformateurs monophasés pourront être plus puissants, mais l'économie principale provient de la suppression des commutateurs. La supériorité du système à courant alternatif est due surtout à l'économie de cuivre dans la distribution à basse tension; l'économie de ce fait est voisine de 30 p. 100 du coût du système à courant continu.

Si l'équipement des voitures à courant alternatif est plus coûteux, c'est que l'auteur a supposé l'emploi d'un régulateur de tension inductif; en réalisant ce réglage au moyen du nombre de spires du transformateur en circuit, le prix de l'équipement peut être réduit de 6 p. 100 environ; la réduction de poids et d'énergie qui s'ensuit est de 4 p. 100; cependant le régulateur inductif évite la rupture du courant à chaque réglage.

L'auteur fait observer aussi qu'on a employé la fréquence de 17 périodes pour le système à courant alternatif; avec 25 périodes, on aurait d'abord un facteur de puissance plus faible, la capacité des génératrices et transformateurs devrait être plus élevée, ainsi que la perte en

ligne et le prix des moteurs; l'équipement des voitures à courant alternatif reviendrait environ 5 p. 100 plus cher que l'on a admis.

Au point de vue des dépenses d'exploitation, l'économie principale de l'emploi du courant alternatif vient de la suppression du personnel des sous-stations; la dépense de charbon à la station est aussi légèrement réduite.

Les dépenses importantes d'exploitation, à part la main d'œuvre et la production de l'énergie, proviennent des réparations et de l'entretien. L'auteur les a estimées, en admettant qu'elles représentent un certain pour cent du capital représenté par les appareils. Ces dépenses ne renferment pas l'amortissement.

On a tenu compte des frais à attribuer à l'inspection et à la surveillance des sous-stations, dans le système à courant alternatif, en supposant que les dépenses d'entretien représentent 6 p. 100 du capital au lieu de 5 p. 100 dans le courant continu.

Enfin, bien que ses chiffres ne soient pas sanctionnés par l'expérience, l'auteur croit les avoir choisis assez judicieusement pour que cette comparaison puisse donner une idée exacte des avantages économiques de la traction à courant alternatif.

P.-L. C.

ACCUMULATEURS

Connexion souple pour éléments, par Patrik Kennedy. Patente américaine 745 193. 13 juin 1903.

La figure 13 montre une coupe transversale de cette pièce de connexion et de la queue de l'élément à laquelle elle est assujettie. A désigne la queue de l'élément, B la connexion souple reliant le pôle d'un élément au pôle opposé de l'élément voisin. Cette connexion consiste en un faisceau de fils recouvert d'une enveloppe isolante. C est la cosse de la pièce de liaison, D la

vis de serrage faite en matière inattaquable à l'acide, de préférence en alliage de plomb et

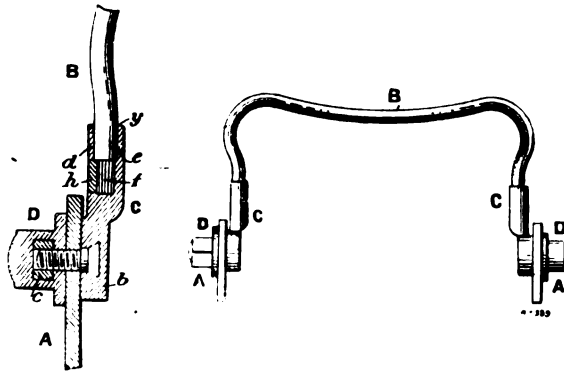


Fig. 13 et 14.

d'antimoine. Comme cet alliage est relativement mou, il vaut mieux noyer dans la tête de connexion *b* une vis *a* en métal plus dur, en laiton par exemple ; cette vis porte un écrou également en métal dur *c* entièrement environné d'alliage inattaquable à l'acide. Le trou foré dans la tige *d* servant à la liaison avec les fils, est assez large dans sa partie supérieure pour permettre l'introduction de l'enveloppe isolante *e*. Un trou *h* sert à couler la soudure avec laquelle on remplit tout l'espace libre. Grâce au métal qui entoure complètement la vis *a* et le bloc *c*, aucune attaque ne peut se produire et le contact entre les éléments est toujours assuré d'une façon parfaite.

Élément galvanique à électrodes cylindriques concentriques, par **W. Suse**. Patente allemande 147 358, 31 décembre 1902.

Quand l'une des électrodes se meut et met par suite l'électrolyte en mouvement, la polarisation est évitée pour quelque temps. Mais ce mouvement ne suffit pas pour empêcher les dépôts nuisibles qui se produisent sur les électrodes et qui limitent le fonctionnement de la pile alors que le liquide excitateur est encore bon.

On peut arriver à ce résultat en plaçant au fond du bac une couche de matière gluante non conductrice et en employant des brosses ou des frotteurs mobiles sur les faces des électrodes disposés de manière à envoyer toutes les impuretés et les saletés qui se déposent sur les électrodes pendant le fonctionnement vers le fond

du bac où la couche gluante les retient. La figure 15 montre une vue de dessus et la figure 16 une coupe verticale d'un élément galvanique. Dans le récipient 1 est fixée une électrode im-

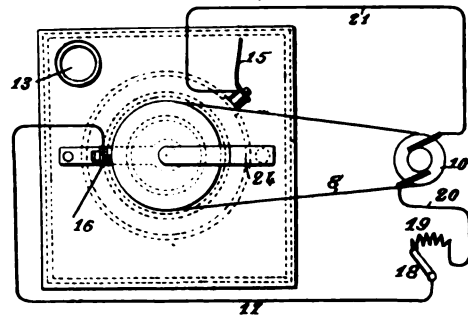


Fig. 15.

mobile 2 constituée par deux cylindres concentriques reliés par un fond perforé. Dans l'espace annulaire compris entre ces deux cylindres est placée la seconde électrode cylindrique 3 portée par un axe 5 fixé dans le couvercle 6. Dans la figure, l'axe 5 est maintenu par un pont 7 extérieur au couvercle.

L'axe 5 est mis en mouvement par une poulie

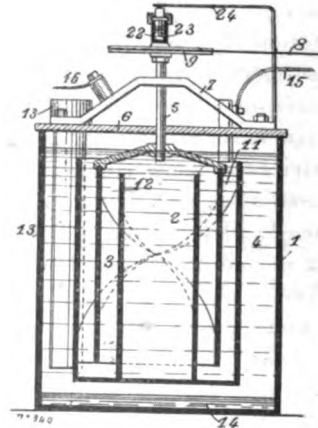


Fig. 16.

9 et une courroie 8 entraînée par un électromoteur 10 alimenté généralement par le courant de l'élément lui-même. Les conducteurs connectés aux bornes de l'élément sont désignés par les chiffres 15 et 16. Quand la rotation de l'électrode et l'agitation de l'électrolyte sont obtenues au moyen d'un électromoteur actionné par le courant de l'élément lui-même, ce moteur est monté en dérivation par l'inter-

médiaire des conducteurs 17, 20 et 21, de l'interrupteur 18 et du rhéostat 19. La connexion entre le conducteur de courant et l'électrode mobile est assurée au moyen d'un petit récipient placé à la partie supérieure de l'axe 5 et rempli de mercure, dans lequel plonge une tige 23 reliée au fil 24. Les faces intérieures et extérieures de l'électrode mobile portent un ou plusieurs balais ou frotteurs 11 et 12 en caoutchouc ou autre matière flexible frottant sur l'électrode fixe. Au fond de l'élément est placée une couche 14 de résine molle ou d'huile de poids spécifique plus élevé que celui de l'électrolyte, ou de n'importe quelle matière gluante propre à retenir les parcelles solides et les boues. En

admettant que l'électrode 3 soit en charbon et l'électrode 2 en zinc, et que l'électrolyte soit une solution d'acide sulfurique, le sulfate de zinc formé sera raclé sur l'électrode 2 par les brosses et, passant par les trous inférieurs de cette électrode, ira se fixer sur la couche visqueuse du fond. L'acide sulfurique sera de même débarrassé de ses impuretés et restera toujours propre. La dépolarisation, obtenue par le mouvement de la plaque, peut être facilitée par l'adjonction d'un agent dépolarisant, tel que du bichromate de potasse, placé dans un vase poreux 13 de façon à diffuser peu à peu dans l'électrolyte.

R. V.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Séance du 29 février.

Sur l'action des champs magnétiques sur les substances phosphorescentes, note de **M. C. Gutton**, présentée par M. H. POINCARÉ.

« Des expériences décrites dans une Note précédente ont montré que des taches de sulfure de calcium phosphorescent deviennent plus visibles lorsqu'on les place dans un champ magnétique non uniforme, et qu'au contraire un champ uniforme est sans action. J'ai cherché si un champ uniforme, dont l'intensité varie, pouvait agir.

» L'écran phosphorescent est placé au milieu d'une bobine de 63,7 cm de longueur et de 13 cm de diamètre. Cette bobine porte une seule couche de fil régulièrement enroulé, le nombre total de tours est 1050. Si l'on fait passer dans la bobine un courant constant d'intensité égale à 0,4 ampère, l'éclat de la phosphorescence n'est pas modifié par le champ uniforme de la bobine ; mais si, à l'aide d'un rhéostat à sulfate de cuivre, intercalé dans le circuit, on fait décroître l'intensité du courant d'une manière continue jusqu'à 0,05 ampère le sulfure devient plus visible. Cette augmentation de la phosphorescence dure tant que l'intensité du courant et par suite celle du champ magnétique diminuent.

» Le même effet se produit quand on augmente l'intensité du courant. Lorsqu'on fait varier le courant périodiquement entre 0,05 ampère et 0,4 ampère en manœuvrant le rhéostat, l'augmentation d'éclat du sulfure dure aussi longtemps que les variations d'intensité du courant.

» Un champ uniforme d'intensité variable agit donc sur le sulfure phosphorescent.

» Lors d'une rupture ou d'une fermeture brusque du courant, on ne perçoit pas d'augmentation d'éclat correspondant à la variation très rapide du champ magnétique. Cela tient, sans doute, à ce que cette variation est de trop courte durée ; l'action d'un champ magnétique sur l'écran phosphorescent, n'étant pas instantanée, ne peut produire dans un temps très court d'effet appréciable. L'effet d'une variation moins rapide mais plus durable est, au contraire, facile à observer.

» La variation d'intensité du champ de la bobine produit dans le sulfure phosphorescent des forces électromotrices d'induction. On peut aussi en produire en conservant au champ une intensité constante ; il suffit de déplacer la bobine en laissant l'écran immobile.

» Tout déplacement de la bobine dans une direction perpendiculaire à son axe produit une augmentation d'éclat de la phosphorescence ; or,

pendant le mouvement, les lignes de force magnétique coupent l'écran et y produisent des forces électromotrices. En déplaçant la bobine parallèlement à son axe, les lignes de force à l'intérieur ne changent pas de position et ne produisent pas de forces électromotrices, on ne constate aucune action sur la substance phosphorescente.

» Un champ uniforme agit donc sur le sulfure phosphorescent pendant que des changements d'intensité ou de position des lignes de force produisent dans l'écran des forces électromotrices d'induction. Un déplacement qui ne produit pas de forces électromotrices est sans effet.

» Dans toutes ces expériences, j'ai déplacé la bobine et non le sulfure, car l'observation de la phosphorescence n'est facile que si le sulfure est immobile.

» Au lieu de produire des forces électromotrices par des courants, on peut les produire par des aimants et vérifier que, chaque fois que le sulfure phosphorescent est le siège de forces électromotrices d'induction, il devient plus visible. Loin d'un barreau aimanté immobile, le champ est assez faible et assez uniforme pour ne pas produire sur l'écran d'action sensible, mais, dès que l'on agit l'aimant, l'écran devient plus lumineux. Un barreau aimanté agité dans une chambre voisine de celle où l'on observe la phosphorescence produit un effet bien visible.

» Si, au-dessous d'un écran phosphorescent protégé contre les rayons N par une feuille de plomb, on fait tourner un aimant autour de son axe, la phosphorescence devient plus visible. Dans cette expérience, la distance de l'écran à l'aimant était assez grande pour qu'on n'aperçoive aucune action de l'aimant au repos.

» En résumé, *chaque fois que des variations d'intensité d'un champ magnétique ou des déplacements des lignes de force produisent des forces électromotrices à l'endroit où se trouve le sulfure phosphorescent, on observe une augmentation d'éclat de la phosphorescence.* »

Aspect des étincelles données avec un interrupteur Wehnelt par le secondaire de la bobine à la fermeture et à l'ouverture du courant primaire. Note de M. Gagnière, présentée par M. H. POINCARÉ.

» Quand on regarde attentivement un interrupteur électrolytique, on remarque que les gaz

ne se dégagent pas d'une façon quelconque autour de la tige de platine.

» En réglant convenablement la self du circuit et en composant un électrolyte peu acidulé, les gaz se dégagent suivant deux plans perpendiculaires à la tige de platine qui se trouve ainsi divisée en trois segments : deux très courts aux extrémités et un au milieu égal à la somme des deux autres. En augmentant la quantité d'acide, les gaz se dégagent suivant un plan et un cône, dont l'axe coïncide avec la tige de platine. Enfin, ils se dégagent dans un plan perpendiculaire à la tige de platine et en son milieu quand la quantité d'acide est plus grande. C'est le cas général. Ces faits ne peuvent s'expliquer avec l'idée d'explosion qu'éveille la marche du phénomène. Il faut remarquer qu'il existe une gaine gazeuse autour de la tige de platine quand le phénomène lumineux a disparu et qu'une diminution brusque de pression au sein de cette gaine peut seule donner une explication convenable. On peut voir facilement cette gaine en chauffant l'électrolyse vers 90° et en lançant le courant périodiquement. En s'éclairant faiblement, on aperçoit une surface cylindrique autour de la tige de platine.

» Le phénomène lumineux ne se passe pas entre la tige de platine et le liquide environnant, mais entre deux couches de liquide.

» En effet, pour que le courant passe de nouveau dans le circuit, il faut que la gaine gazeuse disparaisse et que le liquide soit en contact avec la tige de platine. Si le phénomène lumineux se passait entre la pointe de platine et le liquide environnant, il suffirait de remarquer que cette pointe serait portée à une haute température, tout au moins à sa surface, et aurait besoin d'être refroidie pour se mettre en contact avec le liquide. Or, la masse de mercure n'entre pour rien dans son refroidissement. Si, au contraire, le phénomène lumineux se passe entre deux couches de liquide, il est à remarquer que la pointe n'a pas besoin d'être refroidie, car sa température est toujours inférieure à la température d'ébullition du liquide. Il est même à remarquer que cette pointe doit emmagasiner une certaine quantité de chaleur favorable à la marche du phénomène, laquelle est employée à chauffer, après chaque interruption, le liquide en contact avec elle. Or, au début, l'échauffement des parties centrales de la pointe devra

causer une perturbation telle que les premières étincelles devront éclater à des intervalles de temps plus longs que lorsque la marche du phénomène est régulière. Ce que l'expérience vérifie.

» L'examen de l'étincelle donnée par le secondaire de la bobine, éclatant entre deux pointes animées d'un mouvement uniforme de rotation, montre que l'étincelle de rupture est suivie, à l'une de ses extrémités, d'un trait bleu violacé et à l'autre d'un trait orangé. Cette première étincelle est suivie d'une deuxième plus grêle, suivie elle-même des mêmes traits que la précédente, mais en ordre inverse. Cette dernière est l'étincelle de fermeture. L'intervalle qui sépare ces deux étincelles donne la durée de l'interruption du courant. Dans une expérience, cette dernière était de 0,00075 seconde, et le courant passait pendant 0,00425 seconde. Cet aspect particulier, présenté par la décharge de la bobine, ne peut s'expliquer qu'en admettant que, dans ces conditions, elle est continue ; car, si elle était oscillante, elle présenterait la même teinte aux deux pôles.

» La photographie de l'étincelle éclatant entre deux pointes animées d'un mouvement de rotation uniforme montre que les pointes couramment employées donnent de 400 à 600 interruptions à la seconde et non 1 000 ou 1 500 comme on l'a dit au début. On obtenait ces derniers nombres en comparant la hauteur de son produit par la marche du wehnelt à un son bien défini. On peut bien obtenir ces nombres de 1 000 à 1 500, mais il faut alors des pointes de longueur très petite, 3 mm environ et de diamètre très faible, 0,3 mm environ. Et, cependant, il paraît hors de doute qu'en employant cette dernière méthode, on obtient bien un nombre double d'interruptions de celui donné par la photographie. Pour expliquer ce fait, ne pourrait-on pas admettre qu'il se produit un premier bruit quand la gaine se forme, c'est-à-dire au moment de l'expansion du gaz, et un deuxième quand elle disparaît ? »

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE

Séance du 4 mars.

Note de M. Vasilescu Karpen.

M. Vasilescu Karpen propose une explication du nouveau moyen, trouvé par M. d'Arsonval,

pour souffler l'arc de haute fréquence (Communication faite dans la séance du 19 février 1904) ⁽¹⁾.

Les deux circuits oscillants, circuit d'utilisation et circuit soufflant, ont des périodes d'oscillations distinctes ; il arrive donc nécessairement, et cela dès la première demi-oscillation du circuit à la dernière période, que les intensités des courants traversant les deux circuits soient égales et de signes contraires dans leur partie commune, c'est-à-dire dans l'étincelle ; à ce moment celle-ci s'éteint. A partir de cet instant les deux circuits n'en font plus qu'un, et les condensateurs se déchargent l'un dans l'autre. Comme il n'y a pas d'étincelle, l'air compris entre les deux boules de l'éclateur reste froid et l'arc ne s'amorce pas.

Il résulte de cette façon d'expliquer le soufflage :

1° Pour que la décharge soit complète, il faut qu'au moment où l'étincelle s'éteint, les charges des deux condensateurs soient égales. Cette condition ne peut être remplie qu'approximativement.

2° Les périodes d'oscillation des deux circuits ne doivent pas être très différentes, car la différence de potentiel entre les deux boules de l'éclateur pourrait redevenir dans ce cas assez grande pour que l'étincelle éclate de nouveau.

Du rôle des corpuscules dans la formation de la colonne anodique des tubes à gaz raréfiés.

M. Pellat expose une méthode qui lui a permis de montrer que la colonne anodique d'un tube à gaz raréfié est formée par le choc des corpuscules tout comme la gaine cathodique, et non par le choc des ions positifs.

Cette méthode consiste à placer une portion de la colonne anodique dans un champ magnétique, uniforme entre deux sections droites de la colonne, et nul en dehors, les lignes de force de ce champ étant normales à l'axe de la colonne, et à observer la déviation électromagnétique qui en résulte pour celle-ci, le champ étant assez peu intense pour que les effets de la magnétoréfraction soient insignifiants. On réalise suffisamment cette disposition en plaçant une portion d'un long tube à gaz raréfié entre les deux moitiés d'une bobine creuse ne possédant que deux

(1) Voir *Écl. Électrique*, t. XXXVIII, p. 502.

couches de fil. A l'intérieur le champ est pratiquement constant, à l'extérieur pratiquement nul.

Les lois de l'électromagnétisme permettent alors de trouver la trajectoire des particules électrisées dans la partie commune aux champs électrique et magnétique. Cette trajectoire dépend du quotient de la charge électrique à la masse des particules considérées. Or, ce quotient est au moins 2 000 fois plus grand dans le cas des corpuscules que dans le cas des ions positifs ; ce qui fait que la forme des trajectoires est tout à fait différente.

L'expérience montre que dans le champ magnétique le faisceau anodique est resserré sous forme d'un filet le long de la paroi du tube (que nous supposons à la partie supérieure, le tube étant horizontal), tandis que loin du champ il remplit toute la section de celui-ci. Il en résulte que, du côté de l'entrée des particules dans le champ magnétique, c'est par une courbe ascendante *située dans le champ magnétique* que le faisceau doit se resserrer le long de la paroi supérieure, tandis qu'à la sortie du champ c'est par une courbe descendante *située en dehors du champ* que le faisceau doit s'épanouir dans toute la section ; ce phénomène très net indique donc où est l'entrée et la sortie des particules. Or, les ions positifs, suivant le sens du champ électrique, doivent entrer du côté de l'anode et sortir du côté de la cathode ; c'est exactement l'inverse pour les corpuscules chargés négativement. Sans même faire aucun calcul, la question peut être ainsi tranchée.

L'expérience prouve que la luminescence, appelée *colonne anodique*, prend exactement la forme que la théorie assigne à l'ensemble des corpuscules, et n'a aucun rapport avec celle assignée à l'ensemble des ions positifs.

Dans son étude antérieure des phénomènes de magnétofriction, M. Pellat a trouvé que le faisceau cathodique des tubes de Crookes, la gaine cathodique et la colonne anodique des tubes de Geissler obéissent aux mêmes lois. Il apparaît dès lors que la magnétofriction est une des propriétés fondamentales des corpuscules en mouvement qu'on peut ainsi formuler :

Les corpuscules en mouvement (ou rayons cathodiques) éprouvent, dans un champ magnétique intense, une action analogue à un frottement anisotrope très grand dans le sens perpen-

diculaire aux lignes de forces et nul (ou à peu près) dans le sens de ces lignes.

Stato-voltmètre. Réglage automatique du potentiel d'un condensateur.

M. V. Crémieu décrit et fait fonctionner cet appareil. La méthode qu'il utilise consiste à équilibrer une attraction électrostatique par une répulsion électrodynamique. On règle l'intensité du courant qui produit cette répulsion en agissant sur une boîte de résistance et la mesure des potentiels revient à une simple lecture de résistance.

L'appareil est sensible à 2 volts et permet de mesurer jusqu'à 40 000 volts. D'ailleurs, on pourrait en construire allant de 2 volts jusqu'à n'importe quel voltage.

M. Crémieu rappelle ensuite rapidement la méthode publiée il y a trois ans pour le réglage automatique du potentiel d'un condensateur. Il décrit le relais électrostatique imaginé pour appliquer cette méthode et montre le fonctionnement de cet appareil.

SOCIÉTÉ D'ENCOURAGEMENT POUR L'INDUSTRIE NATIONALE

Séance du 11 Mars.

Nouveau système de pompes centrifuges à grande élévation. M. Jean Rey.

Dans la séance du 11 mars de la Société d'Encouragement, M. Jean Rey, ingénieur civil des Mines, a fait un intéressant résumé des travaux accomplis, en collaboration, par M. Rateau, l'ingénieur bien connu, et la maison Sautter Harlé et C^{ie}, pour la création d'un nouveau système de pompes centrifuges à grande élévation.

Ces appareils permettent maintenant de résoudre la question de l'exhaure dans les mines, et, d'une manière générale, de toutes les distributions d'eau, avec des pompes centrifuges commandées, soit par moteurs électriques, soit par turbines à vapeur ou par turbines hydrauliques.

Les exemples très frappants de ces dispositifs ont été signalés par M. Rey, notamment des pompes pouvant élever jusqu'à 400 m d'un seul jet, avec des débits variant dans de grandes limites ; le système peut d'ailleurs s'appliquer à des hauteurs pour ainsi dire illimitées.

L'emploi des turbo-pompes, combinaison d'une turbine à vapeur et d'une pompe centri-

fuge, imaginées par M. Rateau, permet de réaliser une économie considérable de frais de premier établissement et d'entretien, sur les groupes de pompes à vapeur employées jusqu'ici.

Les rendements indiqués, aussi bien pour les pompes électriques que pour les pompes à vapeur, sont tout à fait remarquables et montrent que ces appareils peuvent lutter, comme consommation d'énergie, avec les meilleures machines à mouvements alternatifs construites jusqu'à ce jour.

M. Rey a également donné des résultats comparatifs montrant les calculs d'établissements et d'essais obtenus avec les nouvelles pompes, et cette comparaison a particulièrement frappé les auditeurs en montrant la perfection avec laquelle ces nouveaux engins peuvent se calculer en s'aidant des méthodes imaginées par M. Rateau.

Il y a là un progrès très considérable réalisé dans notre pays, pour l'application des machines à mouvements rotatifs, qui paraissent devoir l'emporter peu à peu sur les anciennes machines à piston et à bielle, seules utilisées jusqu'à ces dernières années.

Il n'est pas inutile de faire remarquer que ces progrès sont uniquement dus à un ingénieur et à un constructeur français dont les efforts communs ont permis d'arriver à un résultat des plus remarquables.

Si, au point de vue de l'extension industrielle et de la puissance de nos usines, nous sommes dépassés maintenant par les Etats-Unis et l'Allemagne, il est certain que c'est encore dans notre pays que l'esprit d'invention raisonnée est le plus actif et qu'il arrive aux résultats les plus intéressants par l'alliance des méthodes scientifiques rigoureuses et de l'esprit pratique que développe le contact avec l'industrie.

AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

Traitement des maladies par les rayons ultra-violet. W.-J. Hammer. *Transactions of Am. Inst. of Electrical Engineers*, t. XX, p. 603-612, mai 1903.

Dans cette communication, l'auteur rapporte sa visite à l'Institut « photo-thérapique » de Finsen, à Rosenvaengat, près de Copenhague, et l'étude détaillée qu'il a pu faire de ce système de traitement par la lumière. Le Dr Finsen a effectué des recherches patientes sur les effets bactéricides de la lumière, au cours

desquelles il a trouvé les propriétés curatives remarquables de l'extrémité violette du spectre. Il a pu combattre victorieusement la tuberculose de la peau et le lupus de la face au moyen des radiations bleues, violettes et ultra-violettes du spectre ⁽¹⁾.

L'influence de la coloration des radiations lumineuses sur les maladies de la peau est reconnue depuis longtemps; le Dr Finsen l'a démontrée, dans le traitement de la petite vérole, en enfermant les patients dans des chambres éclairées seulement par des verres rouges; dans ce cas, cette maladie ne laisse généralement pas de traces, elle suit un cours beaucoup plus bénin, la fièvre disparaît et la température reste normale. Finsen a trouvé que les rayons ultra-violets aggravent, au contraire, la maladie et que des malades ont eu des rechutes pour s'être exposés trop tôt aux rayons solaires ⁽²⁾.

⁽¹⁾ La tuberculose affectant les organes internes est connue sous le nom de phthisie; quand elle attaque la peau et les tissus hypodermiques, on l'appelle lupus. Elle est en général, localisée en diverses parties de la face, le nez, les joues et la bouche; mais, elle peut se présenter sur toutes les extrémités et attaque également les muqueuses. La tuberculose de la face, dit l'auteur, se rencontre beaucoup plus en Europe qu'en Amérique. Koch a démontré ses caractères qui sont dus au « bacille tuberculeux ».

L'idée de traiter les maladies par certaines radiations lumineuses n'est pas nouvelle et l'auteur rappelle l'ouvrage du général Pleatonson intitulé « La lumière bleue et la lumière solaire, leur influence sur la vie et la santé », ainsi que la « mode des verres bleus » qui fit fureur en 1876 de l'autre côté de l'Atlantique. Cet engouement tomba sous le ridicule. Aussi l'œuvre de Finsen ne reçut-elle pas grand succès à ses débuts. Il fallut bien cependant céder à l'évidence; les reines d'Angleterre et de Russie, en visitant leur royal père, purent se rendre compte de l'efficacité de ce traitement et firent établir dans leurs pays respectifs, des Instituts semblables à celui de Finsen.

L'auteur rappelle encore que sous le règne d'Elisabeth d'Angleterre, un certain médecin de la Cour fut brûlé comme sorcier, pour avoir recommandé de loger les malades souffrant de la petite vérole dans des chambres entièrement tendues de rouge.

⁽²⁾ Le Dr Finsen a placé des vers de terre sous des verres bleus ou rouges, et a constaté que les vers se dirigeaient invariablement sous les verres rouges, quand ils avaient chaque moitié du corps baignée par l'une ou l'autre coloration. Dans les mêmes conditions, la partie du corps d'un caméléon placée sous un verre bleu devenait d'un noir de jais, tandis que sous le verre rouge, elle restait à peu près blanche.

L'auteur rappelle que l'extrémité ultra-violette du spectre contient les radiations les plus réfrangibles ; ce sont ces rayons actiniques qui aggravent les effets de la petite vérole, et qui produisent des insulations même dans des régions montagneuses où la température est au-dessous de zéro. C'est à eux aussi qu'il faut attribuer l'espèce d'insolation subie par les personnes qui travaillent à proximité des lampes à arc.

Ces mêmes rayons ont la propriété non seulement de détruire les bacilles tuberculeux, mais encore de stimuler la reconstitution des tissus. La lumière solaire est riche en radiations violettes ; mais la majeure partie en est absorbée par l'atmosphère : aussi le D^r Finsen a-t-il trouvé que l'arc électrique produisait les mêmes effets en bien moins de temps. Broca et Chatin ont montré qu'une âme de charbon dans l'électrode positive, enrichissait l'arc en rayons ultra-violet ; Göl d'Erlangen emploie des lampes à aluminium, dans lesquelles on produit quatre arcs entre 5 électrodes en aluminium. On a aussi employé des électrodes en fer, et on a prétendu qu'avec le fer, on a obtenu des effets assez puissants pour n'être pas obligé d'éloigner le sang, par pression, de la partie malade et de refroidir les radiations. Mais le D^r Finsen nie énergiquement cette supériorité et trouve les radiations de l'arc au charbon beaucoup plus pénétrantes.

Les rayons Röntgen ont aussi des propriétés curatives excellentes dans la tuberculose de la peau.

L'auteur décrit l'appareil qui servait primitivement à Finsen pour utiliser les rayons solaires ; il consistait en une lentille plan convexe creuse contenant du sulfate double d'ammoniaque et de cuivre. Plus tard, Finsen employa de l'eau simple et trouva que les rayons rouges étaient absorbés, alors que l'eau bleue retenait beaucoup de rayons ultra-violet.

L'auteur décrit ensuite l'appareil actuel utilisé à l'Institut Finsen. Il a la forme d'un télescope comprenant quatre lentilles en cristal de roche,

qui absorbe les rayons calorifiques, mais laisse passer les radiations ultra-violettes que le verre ordinaire absorberait.

Les rayons calorifiques sont aussi absorbés par l'eau distillée qui se trouve à l'intérieur du télescope et qui est refroidie par une circulation d'eau extérieure. Les lampes à arc employées consomment de 40 à 80 ampères, à 45 ou 50 volts.

Le sang est opaque à la lumière ultra-violette, c'est pourquoi il est nécessaire de l'éloigner de la partie traitée, ce qui se fait au moyen d'un verre de pression. Ce dernier consiste en une grosse lentille plan convexe de cristal de roche refroidie par une circulation d'eau ; cet appareil, tout en comprimant fortement la partie malade sert à concentrer les radiations.

Le traitement journalier des malades dure 70 minutes. Quand un malade est apparemment guéri, on le renvoie ; mais très souvent, il y a rechute, par suite de la réapparition à la surface de bacilles qui n'ont pu être détruits en raison de la profondeur où ils sont logés.

Sur 600 cas traités à Copenhague, la proportion des échecs n'est que de 1 à 2 p. 100 ; mais dans la majorité des cas, les malades sont définitivement guéris après une série de traitements.

L'auteur montre une série de photographies de sujets prises avant et après le traitement. Il constate, non sans quelque amertume, que le promoteur de cette magnifique œuvre humanitaire est lui-même atteint d'une maladie incurable qui l'oblige très souvent à interrompre le cours de ses études.

Pour de plus amples détails, l'auteur renvoie à la bibliographie suivante : « *Phototherapy after Finsen's Methods* » par Valdemar Bie, *die Bekämpfung des Lupus Vulgaris von N. R. Finsen* » et « *Die Finsen Therapie und ihr gegenwertiger Stand in der Dermatologie* » par le docteur Forchhammer. P.-L. C.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

ou

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'Ecole centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'Ecole des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

UNE MÉTHODE ANALYTIQUE ET GRAPHIQUE

POUR LE CALCUL DES RÉSEAUX FERMÉS (suite) ⁽¹⁾

Procédé graphique. — La méthode exposée consiste dans l'introduction successive des différents nœuds. Chaque fois un nouveau nœud est introduit dans le calcul par une série d'opérations bien simples, qui d'ailleurs peuvent être exécutées au moyen de constructions élémentaires de la statique graphique.

On pourra donc complètement calculer un réseau fermé par une suite d'opérations graphiques ; comme chacune de ces opérations se compose de constructions bien connues, je me bornerai à en donner l'exemple suivant :

Supposons que d'un réseau nous connaissions la solution obtenue après l'introduction de 3 nœuds :

$$\begin{vmatrix} a_{1.} & a_{1.2.} & a_{1.3.} \\ a_{1.2.} & a_{2.} & a_{2.3.} \\ a_{1.3.} & a_{2.3.} & a_{3.} \end{vmatrix}$$

et que nous voulions déduire de cette solution celle avec 4 nœuds, à l'aide des 4 premiers coefficients de la 4^{ème} ligne du déterminant D :

$$g_{1.} \quad g_{2.} \quad g_{3.} \quad G_{.}$$

opération, que nous avons indiquée comme « l'introduction du 4^{ème} nœud », et que nous allons exécuter par un procédé purement graphique.

Nous déterminons dans le plan de la figure 3, par des droites AA' et GG' deux directions distinctes, que nous indiquerons dans la suite comme les directions A et G. Sur la droite

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, n^o 16, 1904.

qui, mesurées par une droite de longueur arbitraire γ représentent les valeurs numériques des conductances :

$$-g_{1,4} \quad -g_{2,4} \quad -g_{3,4} \quad G_4$$

Par les points I, II, III, IV nous menons maintenant des droites I-I', II-II', III-III', IV-IV' dans la direction A.

Nous pouvons maintenant déterminer les nombres b de la manière suivante :

Par l'origine O sur GG' nous menons des droites parallèles aux rayons polaires :

$$P - 1. \quad P - 1.2. \quad P - 1.3$$

qui coupent la droite I-I' dans les points :

$$I_1 \quad I_2 \quad I_3$$

Par ces points nous menons respectivement des parallèles aux rayons polaires :

$$P - 12. \quad P - 2. \quad P - 2.3$$

qui coupent la droite II-II' dans les points :

$$II_1 \quad II_2 \quad II_3$$

En menant enfin par ces derniers points des parallèles aux rayons polaires :

$$P - 1.3. \quad P - 2.3 \quad P - 3$$

nous déterminons sur III-III' les points :

$$III_1 \quad III_2 \quad III_3$$

dont évidemment les distances au point III représentent les nombres :

$$b_{1,4} = g_{1,4} a_1 + g_{2,4} a_{1,2} + g_{3,4} a_{1,3}$$

$$b_{2,4} = g_{1,4} a_{1,2} + g_{2,4} a_2 + g_{3,4} a_{2,3}$$

$$b_{3,4} = g_{1,4} a_{1,3} + g_{2,4} a_{2,3} + g_{3,4} a_3$$

à condition qu'on mesure ces distances par une droite de longueur :

$$\beta = \frac{\alpha \cdot \gamma}{p}$$

Si nous fixons donc encore sur III-III' un point III₄ de sorte que :

$$III - III_4 = \xi$$

les points III₁, III₂, III₃ et III₄ déterminent sur III-III' les nombres :

$$b_{1,4} \quad b_{2,4} \quad b_{3,4} \quad 1.$$

Nous allons déterminer maintenant la conductance :

$$C_4 = -g_{1,4} b_{1,4} - g_{2,4} b_{2,4} - g_{3,4} b_{3,4} + G_4$$

Dans ce but nous fixons sur GG' un pôle, dont nous supposons la distance au point III = p' parfaitement arbitraire ; c'est seulement pour simplifier un peu la figure que nous avons dans la figure 3 choisi la place de ce pôle dans l'origine O.

Par le pôle O nous menons les rayons polaires :

$$O - III_1, \quad O - III_2, \quad O - III_3, \quad O - III_4$$

et ensuite, avec des parallèles à ces rayons polaires, nous construisons le polygone

$$O - I_0 - II_0 - III_0 - IV_0$$

dont les sommets I_0, II_0, III_0 se trouvent sur les droites $I-I', II-II', III-III'$; le point IV_0 sur $IV-IV'$ détermine alors évidemment la valeur numérique de la conductance C_1 , si on mesure la distance $IV-IV_0$ par une droite de longueur :

$$\frac{\beta\gamma}{p'}$$

Or, si nous indiquons par C le point d'intersection des droites GG' et III_0-IV_0 , il résulte de la figure :

$$IV - IV_0 : C - IV = III - III_0 : O - III \\ = \beta : p'$$

Par conséquent la portion $C - IV$ de la droite GG' détermine également la valeur numérique de C_1 , mais cette fois mesurée par une droite de longueur γ , c'est-à-dire par la même échelle que les conductances g et G .

Nous avons encore à déterminer les résistances :

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \frac{b_{1,1}^2}{C_1} & \Delta_{1,2} &= \frac{b_{1,1} \cdot b_{2,1}}{C_1} & \Delta_{1,3} &= \frac{b_{1,1} \cdot b_{3,1}}{C_1} & \rho_{1,1} &= \frac{b_{1,1}}{C_1} \\ \Delta_2 &= \frac{b_{2,1}^2}{C_1} & \Delta_{2,3} &= \frac{b_{2,1} \cdot b_{3,1}}{C_1} & \rho_{2,1} &= \frac{b_{2,1}}{C_1} \\ \Delta_3 &= \frac{b_{3,1}^2}{C_1} & \rho_{3,1} &= \frac{b_{3,1}}{C_1} \\ \rho_1 &= \frac{1}{C_1} \end{aligned}$$

dont la sommation avec les résistances connues a nous fournit la solution cherchée.

Menons par C dans la direction A une droite CC' .

Nous déterminons sur cette droite les points c_1, c_2, c_3, c_4 et ensuite sur $IV-C$ les points c'_1, c'_2, c'_3, c'_4 , de sorte que :

$$\begin{aligned} Cc_1 = IVc'_1 &= III - III_1 = b_{1,1} \\ Cc_2 = IVc'_2 &= III - III_2 = b_{2,1} \\ Cc_3 = IVc'_3 &= III - III_3 = b_{3,1} \\ Cc_4 = IVc'_4 &= III - III_4 = 1 \end{aligned}$$

Si nous menons par IV les rayons IVc et par les points c' des parallèles à CC' , les portions de ces dernières droites, comprises entre IVC et les rayons IVc , déterminent évidemment les résistances :

$$\begin{aligned} \Delta_1 & & \Delta_{1,2} & & \Delta_{1,3} & & \rho_{1,1} \\ \Delta_{1,2} & & \Delta_2 & & \Delta_{2,3} & & \rho_{2,1} \\ \Delta_{1,3} & & \Delta_{2,3} & & \Delta_3 & & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,1} & & \rho_{2,1} & & \rho_{3,1} & & \rho_1 \end{aligned}$$

à condition qu'on les mesure par une droite de longueur $\frac{\beta^2}{\gamma}$. Comme cependant la solution cherchée est seulement obtenue par l'addition des valeurs a et Δ , pour que cette addition soit possible il est nécessaire que les échelles

$$\frac{\beta^2}{\gamma} \text{ et } a$$

soient égales entre elles, donc, que

$$\beta = \sqrt{\alpha \cdot \gamma}.$$

Comme d'ailleurs

$$\beta = \frac{\alpha \cdot \gamma}{p}$$

il en résulte que la distance polaire p ne peut pas être choisie arbitrairement, comme nous avons admis précédemment, mais qu'il faut donner à cette distance la valeur :

$$p = \sqrt{\alpha \cdot \gamma}.$$

Donc, si par exemple nous mesurons sur AA' les résistances a par une longueur de 1 000 mm, et sur GG' les conductances g , G par une longueur de 10 mm, la distance polaire oP doit être égale à 100 mm, longueur qui, dans ce cas, mesure en même temps les nombres b sur III-III'.

Détermination de la compensation du réseau entre les points d'alimentation. — Après avoir déterminé l'ensemble des quantités ρ pour le réseau complet, nous voulons répéter l'opération par laquelle nous avons successivement introduit les différents nœuds, une fois de plus pour chacun des points d'alimentation I, II etc., N.

Donc, si

$$g_{1.N}, \quad g_{2.N}, \quad \dots, \quad g_{n.N}$$

représentent les conductances des lignes entre le point d'alimentation N et les n nœuds du réseau, et

$$G_N$$

la conductance totale des lignes partant du point N, non compris le feeder ON, nous déterminons d'abord :

$$b_{1.N} = g_{1.N} \rho_1 + g_{2.N} \rho_{1.2} + g_{n.N} \rho_{1.n}$$

$$b_{2.N} = g_{1.N} \rho_{1.2} + g_{2.N} \rho_2 + g_{n.N} \rho_{2.n}$$

$$\vdots$$

$$b_{n.N} = g_{1.N} \rho_{1.n} + g_{2.N} \rho_{2.n} + g_{n.N} \rho_n$$

ensuite :

$$C_N = -g_{1.N} b_{1.N} - g_{2.N} b_{2.N} - g_{n.N} b_{n.N} + G_N$$

On voit immédiatement quelle est la signification physique de cette quantité C_N et de sa valeur réciproque ρ_N .

Evidemment ρ_N représente la *résistance équivalente* du réseau entre le point d'alimentation N et l'ensemble des autres, tandis que C_N n'est autre chose que la *conductance équivalente* du réseau dans les mêmes conditions, déterminant un « courant de compensation » :

$$J_N = G_N \varepsilon$$

dans le cas que la tension du point d'alimentation N serait, par une cause quelconque, abaissée d'une quantité ε au dessous des tensions dans les autres points d'alimentation, supposées égales entre elles.

La quantité C_N entrera donc dans le calcul de la compensation du réseau *par rapport au point d'alimentation N* et, comme nous allons le démontrer, elle nous permet d'appliquer les méthodes connues pour la détermination de la compensation par des conducteurs simples, reliant les extrémités des feeders, au cas général de la pratique que la compensation est effectuée par un réseau fermé proprement dit.

Admettons que nous ayons calculé les courants, amenés par les feeders aux différents points d'alimentation *dans l'hypothèse que les tensions dans ces points soient égales entre elles* ⁽¹⁾, et que ces courants déterminent en effet des pertes de tension égales dans les feeders, à l'exception du feeder O-N, reliant la station centrale au point d'alimentation N dans lequel la perte de tension *calculée* soit plus grande de Σ_N .

Par l'effet de la compensation du réseau, la différence *réelle* ϵ_N entre la tension de N et celles des autres points d'alimentation, sera évidemment plus petite que Σ_N et le problème à résoudre est la détermination du rapport

$$c_N = \frac{\Sigma_N}{\epsilon_N}$$

que nous indiquons comme la « compensation » du réseau par rapport au point d'alimentation N.

Or, comme par l'effet même de la compensation, de légères différences de tension naîtront entre les points d'alimentation en dehors N, la quantité ϵ_N ne peut représenter qu'une valeur *moyenne*, dont toutefois la connaissance suffit pleinement pour les besoins de la pratique.

Pour déterminer cette valeur moyenne, il suffit d'introduire l'hypothèse que tous les points d'alimentation à l'exception de N se superposent.

Si dans le feeder ON nous introduisons une force électromotrice Σ_N , agissant dans la direction de O à N, les tensions dans les points d'alimentation seront *en effet* égales entre elles.

Donc le courant de compensation peut être déterminé, comme s'il fût causé par une force électromotrice de grandeur Σ_N , agissant dans le feeder considéré dans la direction NO. Or le circuit, que ce courant parcourt, se compose de trois résistances en série, savoir :

1° La résistance du feeder ON $= R_N$.

2° La résistance des autres feeders, connectés en parallèle entre la station centrale et les points d'alimentation superposés :

$$R'_N = \frac{1}{\sum \frac{1}{R} - \frac{1}{R_N}}$$

3° La résistance équivalente du réseau entre les points d'alimentation superposés et le

⁽¹⁾ Soient $e_1, e_2, \dots, e_n$ les pertes de tension dans les n nœuds.

P_N la charge *directe* du point d'alimentation N.

Le courant, amené par le feeder ON au point d'alimentation N, est alors :

$$Q_N = g_{1.N}e_1 + g_{2.N}e_2 \quad \dots \quad + g_{n.N}e_n + P_N$$

où, si nous introduisons les expressions connues, qui déterminent les pertes de tension e comme fonctions des charges P dans les nœuds,

$$\begin{aligned} Q_N = & g_{1.N} (\rho_{1.1}P_1 + \rho_{1.2}P_2 \quad \dots \quad + \rho_{1.n}P_n) \\ & + g_{2.N} (\rho_{2.1}P_1 + \rho_{2.2}P_2 \quad \dots \quad + \rho_{2.n}P_n) \\ & \quad \text{etc.} \\ & + g_{n.N} (\rho_{n.1}P_1 + \rho_{n.2}P_2 \quad \dots \quad + \rho_{n.n}P_n) + P_N \end{aligned}$$

expression qui, par l'introduction des quantités b pour le point d'alimentation N, prend la forme simple :

$$Q_N = b_{1.N}.P_1 + b_{2.N}.P_2 + \quad \dots \quad + b_{n.N}.P_n + P_N$$

qui nous fournit immédiatement la valeur du courant dans un feeder déterminé comme une fonction linéaire des charges P .

point d'alimentation N,

$$\rho_N = \frac{1}{C_N}$$

Le courant de compensation aura donc la valeur suivante :

$$J_N = \frac{\Sigma_N}{R_N + R'_N + \rho_N}$$

Comme cependant d'autre part :

$$J_N = C_N \varepsilon_N$$

il suit :

$$\frac{\Sigma_N}{\varepsilon_N} = C_N(R_N + R'_N + \rho_N)$$

donc :

$$c_N = C_N(R_N + R'_N) + 1$$

La conductance C_N détermine donc d'une manière simple le coefficient c_N , indiquant le degré dans lequel toute variation de la tension au point d'alimentation N par rapport aux autres, qu'une cause quelconque tendrait par elle-même à produire, est abaissée par l'effet de la compensation du réseau.

Changements du réseau. — Si, pour un réseau, on a une fois déterminé l'ensemble des valeurs ρ , on peut, par un simple calcul, rendre compte des variations que subissent ces quantités comme suite d'un changement postérieur du réseau.

Nous allons démontrer ceci pour les divers cas qui peuvent se produire.

a. *Extension du nombre des points d'alimentation.* — Considérons d'abord le cas qu'un nouveau point d'alimentation soit établi dans un des nœuds du réseau. Evidemment nous pourrions calculer les nouvelles valeurs ρ , se rapportant aux nœuds restants, en exécutant en sens inverse l'opération de l'introduction d'un nœud. Cependant nous pouvons procéder d'une manière plus rapide.

Soit la solution du réseau primitif :

$$\begin{array}{ccc} \rho_1 & \cdot & \rho_{1,n-1} \quad \rho_{1,n} \\ & \cdot & \cdot \\ \rho_{1,n-1} & \cdot & \rho_{n-1} \quad \rho_{n-1,n} \\ \rho_{1,n} & \cdot & \rho_{n-1,n} \quad \rho_n \end{array}$$

et admettons que le nœud n devient un point d'alimentation.

Pour déterminer la nouvelle solution :

$$\begin{array}{ccc} \rho'_1 & \cdot & \rho'_{1,n-1} \\ & \cdot & \cdot \\ \rho'_{1,n-1} & \cdot & \rho'_{n-1} \end{array}$$

nous introduisons dans le calcul les différences :

$$\Delta = \rho - \rho'$$

qui, comme nous le savons, doivent satisfaire aux relations suivantes :

$$\begin{array}{l} \Delta_1 = \frac{b_{1,n}^2}{C_n} \\ \Delta_{1,2} = \frac{b_{1,n} b_{2,n}}{C_n} \\ \Delta_{1,n-1} = \frac{b_{1,n} b_{n-1,n}}{C_n} \end{array} \quad \begin{array}{l} \Delta_2 = \frac{b_{2,n}^2}{C_n} \\ \Delta_{2,n-1} = \frac{b_{2,n} b_{n-1,n}}{C_n} \end{array} \quad \Delta_{n-1} = \frac{b_{n-1,n}^2}{C_n}$$

dans lesquelles les quantités b et C_n sont des fonctions des inconnues ρ' .

Comme cependant

$$\rho_{1,n} = \frac{b_{1,n}}{C_n} \quad \rho_m = \frac{b_{2,n}}{C_n} \quad \rho_{n-1,n} = \frac{b_{n-1,n}}{C_n} \quad \rho_n = \frac{1}{C_n}$$

nous trouvons par l'élimination des quantités b et C_n :

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \frac{\rho_{1,n}^2}{\rho_n} \\ \Delta_{1,2} &= \frac{\rho_{1,n}\rho_{2,n}}{\rho_n} & \Delta_2 &= \frac{\rho_{2,n}^2}{\rho_n} \\ \Delta_{1,n-1} &= \frac{\rho_{1,n}\rho_{n-1,n}}{\rho_n} & \Delta_{2,n-1} &= \frac{\rho_{2,n}\rho_{n-1,n}}{\rho_n} & \Delta_{n-1} &= \frac{\rho_{n-1,n}^2}{\rho_n} \end{aligned}$$

La figure 4 montre la détermination graphique de ces quantités Δ , qui nous permettent d'établir immédiatement la nouvelle solution du réseau.

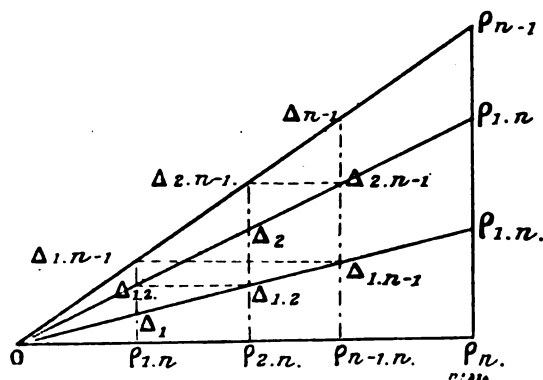


Fig. 4. (1)

Si le nouveau point d'alimentation ne prend pas la place d'un nœud, la nouvelle solution comprendra évidemment un nombre d'éléments ρ' , égal au nombre des éléments ρ dans la solution du réseau primitif. Pour pouvoir cependant déterminer la nouvelle solution par le procédé du cas précédent, nous allons introduire dans la solution

$$\begin{array}{ccc} \rho_1 & \cdot & \rho_{1,n} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \rho_{1,n} & \cdot & \rho_n \end{array}$$

les quantités ρ , se rapportant au point r , dans lequel le nouveau point d'alimentation sera établi, et que nous supposons situé sur le conducteur, qui relie les nœuds p et q .

On voit facilement que ces nouvelles quantités ρ dépendent d'une manière simple des ρ qui se rapportent aux nœuds p et q , savoir :

$$\begin{aligned} \rho_{1r} &= \rho_{1,p} \frac{g_{p,q}}{g_{q,r}} + \rho_{1,q} \frac{g_{p,q}}{g_{p,r}} \\ \rho_{2r} &= \rho_{2,p} \frac{g_{p,q}}{g_{q,r}} + \rho_{2,q} \frac{g_{p,q}}{g_{p,r}} \\ &\cdot \\ \rho_{nr} &= \rho_{p,n} \frac{g_{p,q}}{g_{q,r}} + \rho_{q,n} \frac{g_{p,q}}{g_{p,r}} \\ \rho_r &= \rho_p \frac{g_{p,q}^2}{g_{q,r}^2} + 2\rho_{p,q} \frac{g_{p,q}^2}{g_{p,r}g_{q,r}} + \rho_q \frac{g_{p,q}^2}{g_{p,r}^2} + \frac{g_{p,q}}{g_{p,r}g_{q,r}} \end{aligned}$$

Après l'introduction de ces quantités la solution du réseau primitif devient :

$$\begin{array}{ccc} \rho_1 & \cdot & \rho_{1,n} & \rho_{1,r} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \rho_{1n} & \cdot & \rho_n & \rho_{n,r} \\ \rho_{1r} & \cdot & \rho_{nr} & \rho_r \end{array}$$

(1) Lire $\rho_{2,n}$ au lieu de $\rho_{1,n}$, sur la ligne $O \Delta_{2,n-1}$ de la figure.

d'où l'on déduit la nouvelle solution pour le réseau, alimenté en r , par le procédé du cas précédent.

b. *Etablissement de nouveaux conducteurs ou variation de la section de conducteurs existants.* — Admettons que les nouveaux conducteurs, ou bien ceux dont on change les sections, fassent les connexions des points p, q, r etc. du réseau primitif. Si ces points étaient des points d'alimentation, évidemment aucune des quantités p ne serait affectée par le changement du réseau. Or ce fait nous donne un moyen simple de rendre compte de ce changement dans le cas que ces points p, q, r etc. sont des nœuds ordinaires ou bien des points arbitraires du réseau primitif.

En effet, nous trouverons la solution nouvelle, en introduisant d'abord les points p, q, r comme des nouveaux points d'alimentation, puis de retour comme des nœuds ordinaires à condition que, *entre ces deux séries d'opérations inverses, nous prenions soin de changer d'une manière convenable les éléments g et G , qui sont affectés par le changement du réseau.*

P. M. VERHOECKX.

TRACTION ÉLECTRIQUE PAR COURANT MONOPHASÉ

POUR CHEMINS DE FER A VOIE NORMALE (suite) ⁽¹⁾

Afin de pouvoir, sans manipulations spéciales, fonctionner avec l'archet à droite ou à gauche, toutes les conduites, dans les stations, se composeront de deux fils de lignes réunis de façon à ce que l'on puisse passer de l'un à l'autre. On évite ainsi que les trains qui se sont servis du fil de réserve doivent s'arrêter avant d'entrer en gare pour reprendre le fil habituellement utilisé.

Les figures 7 à 10 montrent comment on peut conduire le fil de ligne à travers différentes difficultés de profil sans qu'ils aient un seul élément de construction commun. De cette façon on peut travailler à l'un des fils sans aucun danger provenant de ceux employés au même moment.

Dans les tunnels, où le manque de place ne permet pas la position normale de l'organe de prise de courant, on l'abaisse avant l'entrée en tunnel (fig. 11) pour le relever à la sortie ; et cela pendant l'arrêt ou la marche, automatiquement ou à la main. La difficulté peut être résolue plus simplement encore à l'aide des positions transversales.

Dans les tunnels à une voie, les deux fils de lignes sont disposés à la partie supérieure du tunnel, symétriquement à l'axe des rails (fig. 11) ; dans les tunnels à deux voies, ils sont suspendus au milieu à l'aide d'une légère construction en fer (fig. 12), de telle sorte qu'ils soient consolidés dans leur position réciproque tout en conservant une certaine flexibilité ; trois organes de fixation, indépendants les uns des autres, empêchent leur chute.

Le fil de ligne de réserve n'est pas seulement praticable pour les lignes à voie simple, mais aussi pour celles à deux voies, et sans que chaque voie possède deux conduites ; et cela, grâce au contact auxiliaire mobile décrit ci-dessous, qui peut être rendu uni ou multipolaire, et qui permet de prendre le fil de ligne de la voie voisine comme fil de réserve,

⁽¹⁾ *Eclairage électrique*, n° 16, 1904.

et en général d'y prendre du courant pour une raison quelconque (voitures automotrices, etc.), sans qu'une liaison fixe entre le train et la ligne voisine soit nécessaire (fig. 13a à 13h).

La nécessité d'un tel appareil s'impose lorsqu'un véhicule est arrêté par une interrup-

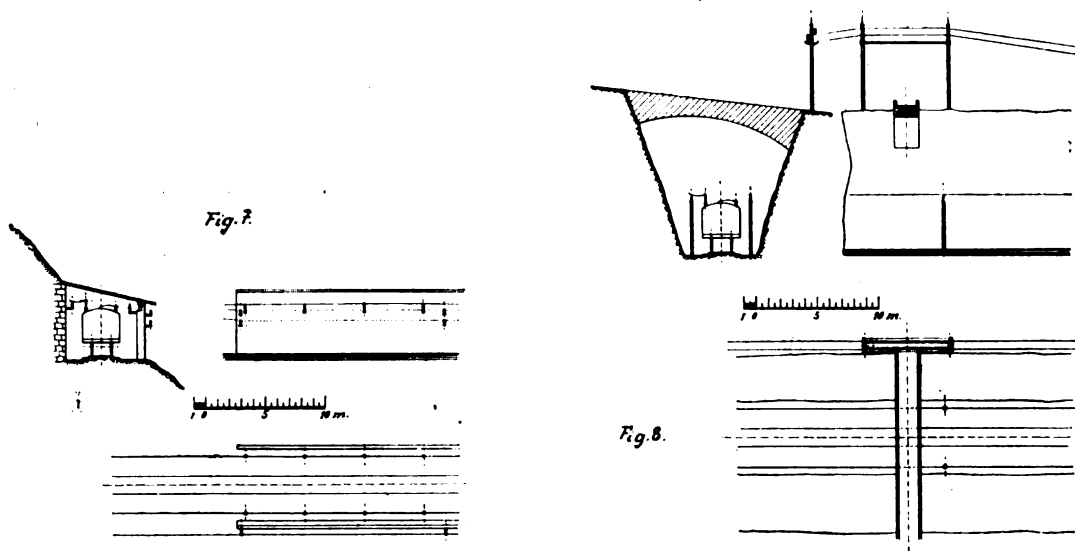


Fig. 7 et 8.

tion du courant dans le fil de ligne, interruption qu'il n'est pas possible de faire cesser immédiatement. Le contact auxiliaire représente le moyen de transporter du courant d'un véhicule mobile, empruntant son courant à une conduite fixe, à un véhicule mobile sur la voie voisine.

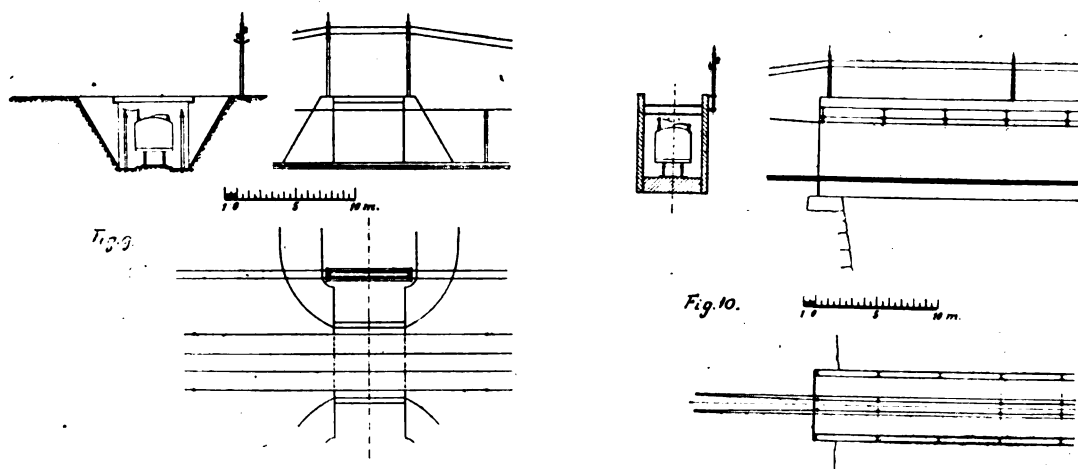


Fig. 9 et 10.

La figure 13a représente la locomotive A arrêtée par suite de la rupture du fil de ligne *a*. Cette rupture étant signalée automatiquement dans les stations, la locomotive B, dont le fil de ligne *b* est intact, sera envoyée du dépôt voisin sur la voie voisine, elle amènera le véhicule portant le contact auxiliaire *e*. Le courant pris par *e*, en *b*, sera conduit par l'interrupteur *h* en *e*, et pris de là par l'organe de prise de courant de A : *d*, de

telle sorte que B pourra entraîner A sans qu'il y ait entre eux de liaison mécanique. L'organe de prise de courant normal *c* peut aussi être fait de façon à servir à la prise de courant de *e*. E doit être étendu longitudinalement pour permettre le glissement de *d* au-dessus, en dessous ou à l'intérieur. Ce glissement se produira si A et B n'ont pas tout à fait la même vitesse.

Le contact auxiliaire *e* peut être formé de fil ou d'un rail, avoir la forme d'une surface, d'un crochet, d'une fourche, etc., être mobile autour du point *g* (fig. 13*b*) ou fixé ou pivotant sur le toit de la voiture (fig. 13*c*) ; il peut sortir de l'intérieur de la voiture (fig. 13*d*) ; être enfin unipolaire (fig. 13*e*), bipolaire (fig. 13*f* et 13*g*), tripolaire (fig. 13*h*). Ce qui permet l'emploi de ce contact auxiliaire, c'est, encore une fois, la forme convexe de l'archet.

La disposition de la conduite de retour dépendra plus ou moins de la fréquence et de l'intensité du courant.

Pour une fréquence minime, le courant de retour trouvera peu de résistance inductive dans les rails et ne causera qu'une différence de potentiel modérée, surtout lorsque les points d'alimentation seront rapprochés, de telle sorte qu'on n'aura pas besoin d'appareil de compensation spécial. L'inconvénient du petit nombre de périodes est la sensibilité des appareils à faibles courants.

Pour un courant de 16 périodes et de 10 000 volts, par exemple, le poids du moteur du groupe transformateur de la locomotive s'élève, mais à cette augmentation de poids s'oppose l'augmentation de poids causée par la disposition permanente d'un transformateur de tension sur la locomotive, dans le cas d'une tension de régime de 15 000 volts et de 25 à 50 périodes, par exemple. Celui-ci est nécessaire, car il y a des doutes justifiés sur la possibilité de fournir directement aux moteurs du courant à 15 000 volts.

L'emploi d'un courant à 15 000 volts a pour résultat une diminution de l'importance de la ligne, et une amélioration de la prise de courant, car l'intensité diminue quand la tension augmente. Les expériences effectuées par les ateliers d'Oerlikon montrèrent que la sensibilité des appareils à faibles courants diminue avec l'augmentation de la fréquence. Au reste, on aura recours le plus souvent à une fréquence plus élevée, parce que celle-ci est plus conforme à celle des usines existantes, de sorte qu'on pourra prendre par-dessus le marché la compensation nécessaire, car la résistance inductive des voies augmente plus vite que proportionnellement à la fréquence, et qu'il existe de grandes différences de potentiel entre des points de la voie situés à plusieurs kilomètres de distance. Dans le système des ateliers d'Oerlikon, la conductibilité des rails et des joints n'entre pas en question, car on emploie un fil de retour continu. La disposition est la réalisation efficace du principe des transformateurs dont l'action n'est pas liée à un secteur déterminé, mais se conforme à chaque position du train, de sorte que le courant passant de la locomotive aux rails ne produit la chute de tension totale correspondante que sur un secteur assez court,

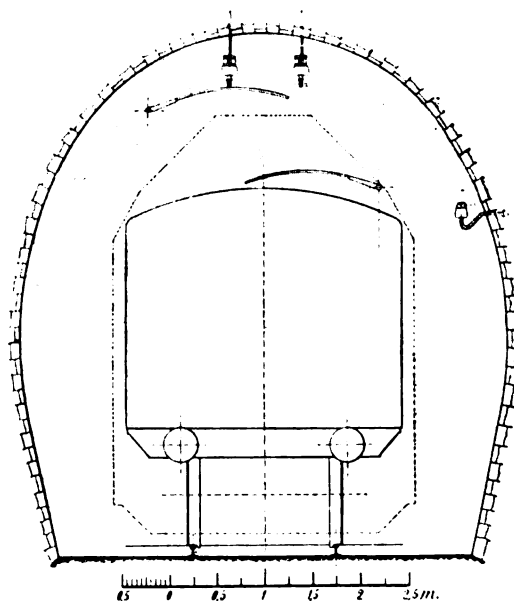


Fig. 11.

tandis que dans les secteurs voisins, il ne se produit qu'une différence de potentiel théoriquement aussi petite que l'on veut, en réalité relativement très petite (10 p. 100 de celle qui se produirait autrement). La chute de potentiel est réduite par le fait qu'on introduit dans la conduite de retour une force contre-électromotrice, opposée à la perte de charge, au moyen de deux transformateurs, dont le premier a son enroulement secondaire en série avec la conduite de retour, tandis que son circuit primaire est excité par le circuit secondaire du second transformateur, dont le primaire est en série avec le fil de ligne, de sorte que dans une certaine mesure la chute de tension dans le conducteur de retour est reportée dans les conduites isolées.

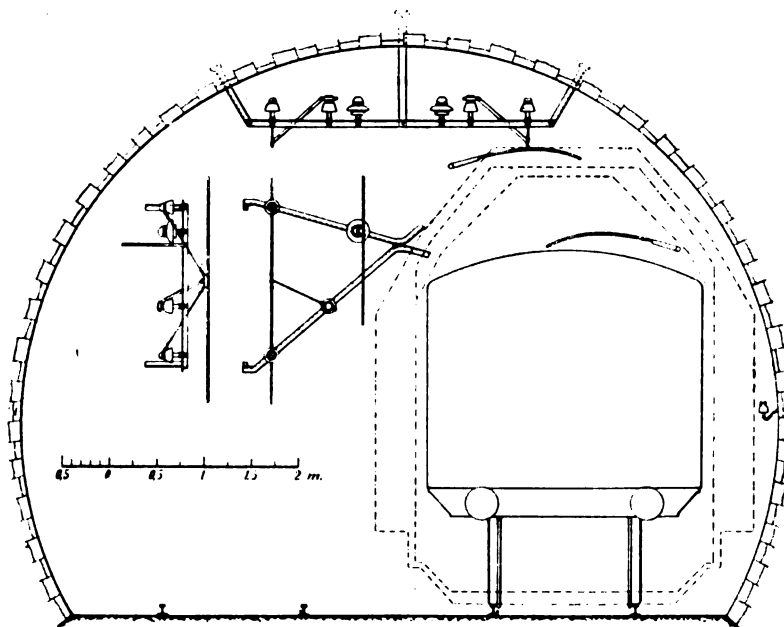


Fig. 12.

Voici la légende de la figure 14 qui est à la fois le schéma d'une sous-station de transformation avec compensation et le schéma général de la compensation.

L_1, L_2, L_3 , secteurs du fil de ligne.

A_1, A_2, A_3 , secteurs correspondants des fils auxiliaires isolés.

E_1, E_2, E_3 , secteurs de voie, dont les rails sont réunis par des fils de retours ou des éclisses électriques, et forment la conduite de retour.

C_1, C_2, C_3 , conduites de liaison entre la conduite de retour et la conduite auxiliaire, divisées sur toute la ligne en secteurs de compensation.

T_1, T_2, T_3 , transformateurs.

P , enroulement primaire des transformateurs.

S , enroulement secondaire des transformateurs.

V_1, V_2 , trains.

Dans chacun des secteurs de la voie, où la perte de tension doit être compensée, on met l'enroulement primaire d'un transformateur T_1, T_2, T_3 dans le circuit du secteur correspondant du fil de ligne, tandis que son enroulement secondaire S est mis complètement, ou divisé en deux parties A_1 et A_2 dans le circuit du fil auxiliaire. Si le train V_1 se trouve en E_1 , il se forme un circuit entre E_1, C_1, C_2, A_2 et la partie de l'enroulement secondaire

de T_3 , appartenant à ce secteur de compensation. S'il n'y a pas de second train V_2 à travers l'enroulement primaire P du transformateur duquel le courant pris au fil de ligne passe, l'enroulement secondaire correspondant ne fournit aucune force électromotrice, et le courant fourni en V_1 et E_1 se divisera simplement d'après les résistances (inductives et ohmiques), et passera pour la plus grande part en E_1 .

Le courant pris en L_3 par le train, passe dans l'enroulement primaire de T_3 , et induit en S une force électromotrice proportionnée à l'intensité du courant et aux dimensions du transformateur. On a vu, maintenant, que cette force électromotrice est à peu près égale en grandeur à celle qui correspond à la perte de tension dans le secteur de la conduite de

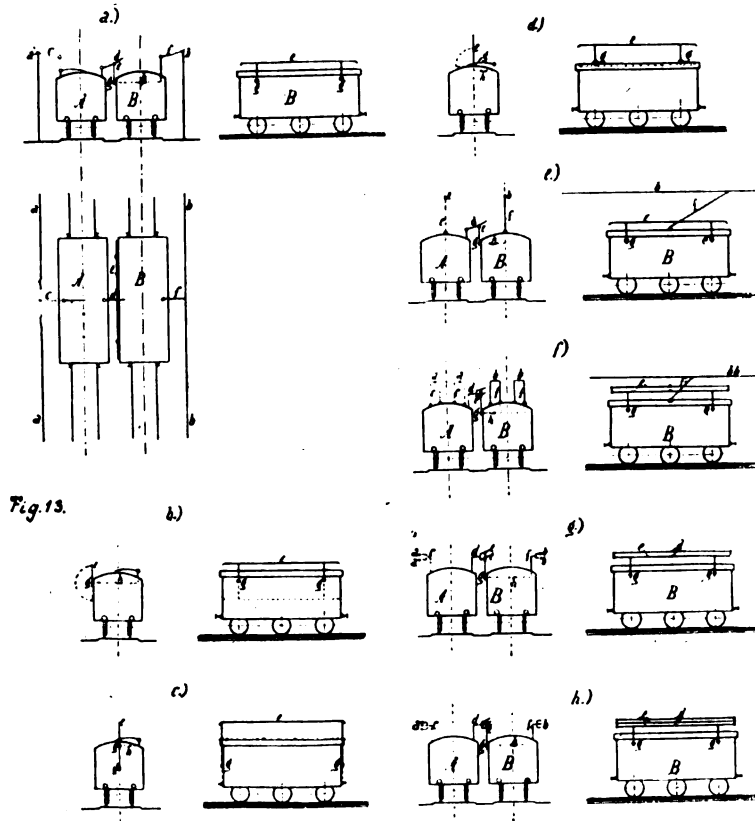


Fig. 13.

retour du secteur de compensation, mais directement opposée à cette dernière. Le courant provenant de V_1 est donc, par suite de la présence d'une force électromotrice opposée dans le secteur E_1 , conduit par la liaison C_1 et forcé de passer en plus ou moins grande partie par A_1 (d'après les essais on peut compter sur 90 p. 100 du courant).

Comme le même courant pris en V_2 et L_3 passe à travers tous les transformateurs de compensation situés dans la direction de la source du courant, le courant pris en V_1 n'est pas détourné par C_1 vers A_1 , mais passe en plus ou moins grande partie, selon la perfection de la compensation, par la conduite auxiliaire jusqu'à la source, tandis que le reste passe par la conduite de retour proprement dite. L'installation de deux conduites de compensation C_2 , C_3 au lieu d'une seule, n'a pas d'influence sur l'effet de la compensation elle-même.

C'est donc le courant de V_1 qui cause en E_1 toute la chute de tension non compensée

qui, à cause du peu d'extension du secteur E_6 , est en somme minime. En E_4 , E_3 , E_2 , E_1 , il se produit encore une différence de potentiel, plus ou moins grande selon la perfection des compensateurs.

Si un deuxième train, V_2 par exemple, se trouve au fil de ligne L_1 , son courant passe par T_3 et détermine le détournement du courant du secteur E_7 par C_7 vers A_6 ; seul, un reste peu important continue à passer en E_6 . Mais le courant de V_2 opère une certaine compensation au point de vue du train V_1 , surtout si l'on a prévu une régulation telle que seule une partie correspondante du courant de V_1 passe dans la direction de C_6 déjà vers la

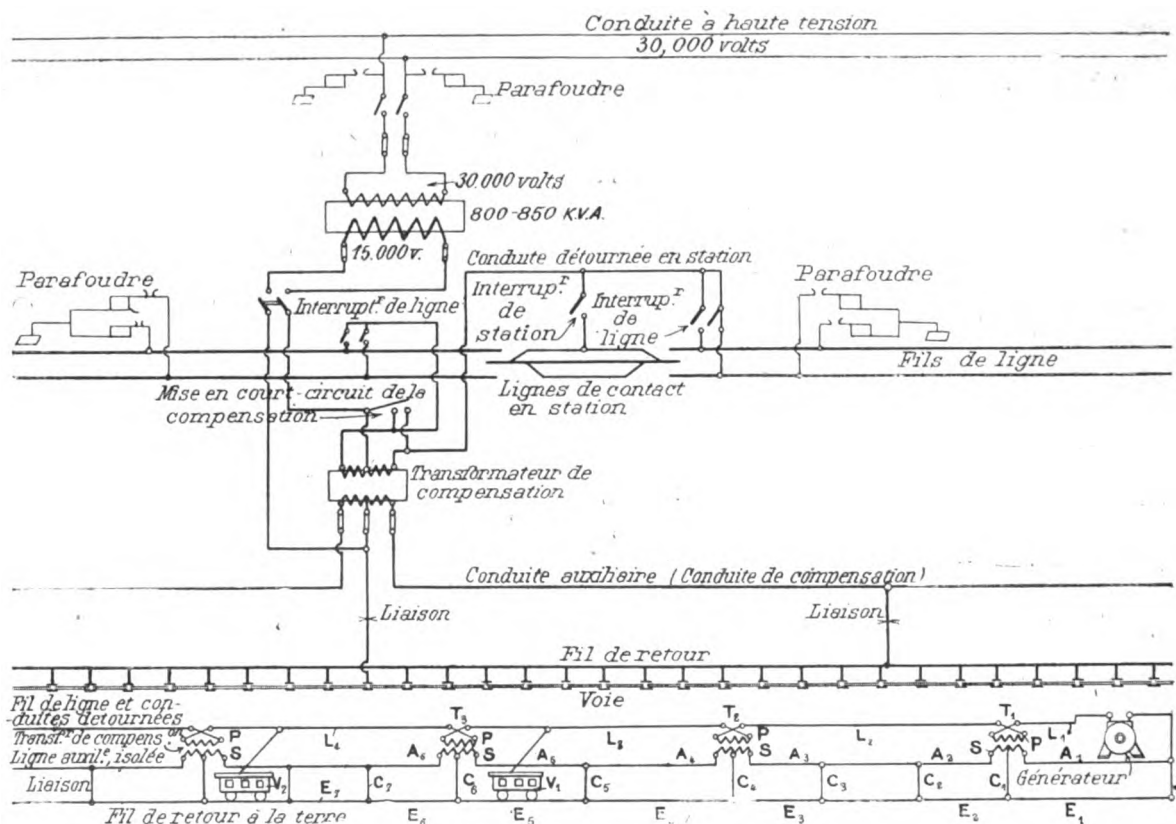


Fig. 14.

conduite auxiliaire; ainsi la différence de potentiel produite dans le secteur E_6 est diminuée comme lorsque le transformateur n'est pas traversé par le courant. Les transformateurs de compensation ne peuvent pas être combinés, de façon à ce que leur effet de transformation soit réglable, mais les courants wattés et déwattés de la perte de charge peuvent être compensés séparément.

Les fils auxiliaires ou de compensation n'ont pas besoin d'être isolés pour une haute tension. Par suite de la disposition de compensation, on peut renoncer aux coûteuses éclisses électriques qui ont leurs inconvénients pour une voie normale où la traction est importante; la conduite de retour peut être disposée comme le montre la figure 15. Des essais ont donné comme résultat, pour des rails de 30 kgr et un fil de cuivre de 50 mm² de section par kilomètre et pour un courant de 100 ampères à 16 périodes par seconde une perte de tension de 42 volts et pour 50 périodes, de 76 volts. La résistance ohmique du fil

de retour avait, à elle seule, causé une perte de tension de 36 volts. On voit que la présence des rails augmente visiblement la résistance, par suite des influences magnétiques. Dans la disposition donnée, le fil de retour empêche une augmentation de la résistance de la conduite par suite du relâchement des liaisons, et permet les réparations de la voie sans qu'il se produise d'interruption dans le retour du courant.

Une expérience de ce système alternatif monophasé d'après les exigences formulées au commencement a donné les résultats suivants :

La possibilité d'obtenir un contact ininterrompu au moyen de l'archet convexe, même aux endroits où les extrémités de deux conducteurs se rencontrent obliquement, de même que la présence de la conduite auxiliaire a permis l'isolement, dans une plus large mesure, de secteurs défectueux, sans que le service soit influencé. Le surcroît de dépenses occasionné par la conduite de réserve, dans les secteurs à une voie, est compensé par la suppression des pièces de conduite, qui étaient précisément celles présentant le plus de prise aux influences extérieures. La partie supérieure du fil de ligne est la moins exposée à la gelée. Dans le système en question, c'est en général, comme le montre la figure 1, cas I, la partie supérieure qui est polie. Ceci présente en outre l'avantage, beaucoup plus grand, que la pression de contact agit dans la direction de la pesanteur, ce qui réduit les vibrations du fil de ligne. L'inconvénient de cette disposition est que la tension du fil est augmentée, mais on peut facilement y parer. La possibilité d'aiguillages faciles résulte de la position renversée de l'archet (V, fig. 1) ; le passage aisé de la voie aux stations et *vice versa*, du raccordement oblique des extrémités du fil, ce qui rend les isolateurs de sectionnement inutiles. L'indépendance, la position peu élevée et la disposition latérale du fil facilitent les réparations. Les divers fils de ligne n'ont aucune partie constructive commune et assurent la plus grande liberté d'action à l'organe de prise de courant. Les lignes de réserve sont possibles, et les dispositifs de sécurité aux passages à niveau simples et efficaces (fig. 6). Le système de compensation précité donne une diminution notable de la chute de tension.

De quelle manière le courant à haute tension est utilisé par la locomotive même, soit que, transformé, il actionne des moteurs à courants alternatifs placés sur l'axe des roues, ou que, converti en courant continu par un moteur générateur, il permette l'emploi de moteurs à courant continu, cela n'entre pas dans la question et ne change rien au système décrit.

S. HERZOG.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Les Turbo-dynamos. F. Niethammer. Zeitschrift für Electrotechnik, 7 février.

Le but de cet article est d'exposer, dans leur ensemble, les difficultés que présente la fabrication de turbo-dynamos faisant de 500 à 4 000 tours par minute. Il est facile, dans toutes les dynamos à grande vitesse, d'obtenir un bon

rendement, une faible chute de tension et, pour la machine à courants triphasés, une bonne marche en parallèle, même lorsqu'elles sont en charge sur des moteurs synchrones ou des commutatrices. Il est facile aussi d'obtenir, par kilowatt, un faible poids, de petites dimensions de fondations (surtout avec un montage vertical) et un faible prix, quoique le prix ne varie pas d'une façon inversement proportionnelle au

nombre de tours, car, pour les grandes vitesses périphériques il est nécessaire, d'une part, de choisir avec le plus grand soin les matériaux à employer, et d'autre part, d'apporter au montage une grande précision. Les différentes difficultés auxquelles on se heurte, sont les suivantes :

1° La production d'étincelles (commutation) dans les dynamos à courant continu.

2° L'échauffement résultant de ce que les pertes croissent plus vite avec le nombre de tours que la faculté de rayonner la chaleur.

3° Les efforts considérables auxquels sont soumis les matériaux par l'effet de la force centrifuge, et particulièrement les enroulements et leur isolement.

4° L'obtention d'une marche silencieuse.

Sans doute, il est beaucoup plus difficile d'arriver à pouvoir compter pour les turbo-dynamos sur une aussi longue durée de fonctionnement, que pour les génératrices accouplées aux machines à vapeur à piston ordinaires. Il faut se réjouir, dans l'intérêt de la partie électrique, de toute réduction du nombre de tours des turbines à vapeur jusqu'à ce qu'on atteigne environ la moitié de la vitesse de rotation actuelle. La différence de prix qui en résultera, en comparaison des types actuels, devra être très faible, car les matériaux seront beaucoup moins coûteux, et les salaires des ajusteurs moins élevés. Pour les générateurs à courants triphasés, il y a encore cette difficulté complémentaire, que les turbo-alternateurs à 50 périodes ne peuvent être construits que pour 3 000, 1 500, 750 ou 500 tours, et les générateurs à 25 périodes pour 1 500, 750 ou 500, de sorte que l'on est souvent conduit à choisir, à cause de la turbine, des fréquences tout à fait anormales.

Des turbo-alternateurs d'une puissance de 500 kilowatts ont été très rarement construits et sont impossibles à réaliser dans beaucoup de cas. Nous faisons abstraction ici, bien entendu, de la turbine de Laval qui possède, comme l'on sait, un train d'engrenages réducteurs de vitesse. Les machines à vapeur rotatives semblent, en ce qui concerne le nombre de tours, bien plus avantageuses pour l'électrotechnique. Une machine rotative à vapeur de 5 000 chevaux, brevetée par A. Patschke peut fonctionner entre 250 à 420 tours, au lieu de 750 pour une turbine : la consommation de vapeur est de 4,3 kg par

cheval-heure. Pour une puissance de 500 chevaux, les nombres de tours sont 250 à 600 au lieu de 1 500 à 2 500 qu'aurait la turbine. D'ailleurs il faut attendre de plus amples résultats d'expérience pour ces machines.

Comme nous l'avons déjà fait remarquer, il est impossible d'obtenir directement, avec des turbines tournant à plus de 1 500 tours, des courants triphasés à 25 périodes et moins. Dans ce but, Parsons dispose sur le même arbre deux générateurs à courants triphasés : le premier inducteur tourne à pleine vitesse et l'induit à demi-vitesse. L'inducteur de la seconde machine tourne à demi-vitesse. Le brevet ne contient pas d'explications plus détaillées.

1. Les proportions favorables à la commutation des machines à courant continu à grande vitesse ont été souvent indiquées. La difficulté d'obtenir une bonne commutation est tellement grande que plusieurs firmes connues ont renoncé d'une façon absolue à établir des turbo-dynamos à courant continu avec accouplement direct. L'emploi général de la turbine à vapeur conduirait certainement à ne produire directement que des courants triphasés que l'on convertirait en courant continu dans diverses sous-stations, au moyen de convertisseurs tournants. Le grand degré d'uniformité des turbines permet l'emploi de commutatrices à 40 ou 60 périodes. La condition fondamentale d'une commutation sans étincelles est que la tension de réactance $e_r = 4nLJ_2$ soit, toutes les charges, inférieure à 2 ou 3 volts, ou que la tension de réactance soit neutralisée — au moins à 2 ou 3 volts près — sur une force électromotrice e_a engendrée par un champ de commutation extérieur. La fréquence n de commutation a une valeur très élevée par suite de la grande vitesse de rotation puisque

$$n = \frac{\text{vitesse du collecteur}}{2 \cdot \text{épaisseur des balais}}.$$

Par suite de l'obligation où l'on est d'adopter un petit nombre de pôles, on est forcé d'admettre pour J_2 , courant par branche, une valeur élevée. Par contre le coefficient de self-induction L peut être faible. Le résultat total est que e_r a une valeur élevée, comprise entre 5 et 15 volts. Sans l'emploi d'un champ de commutation extérieur, une commutation sans étincelles est impossible.

On ne peut réduire directement e_r qu'en maintenant à une faible valeur le coefficient de self-

induction L et le courant par branche J_x . La première condition conduit à des machines peu épaisses à grand diamètre, c'est-à-dire à vitesses périphériques exagérées, et la seconde à la division en plusieurs machines, ou bien encore, ce qui est moins efficace, à l'emploi de plusieurs collecteurs. Parsons essaie (patente anglaise 5374-1902) d'accroître la réluctance du champ de self-induction de la bobine court-circuitée en donnant aux conducteurs de l'induit une forme appropriée et d'obtenir ainsi, pour L , une valeur faible. Les conducteurs sont constitués par des câbles de forme tubulaire faits de fils tordus et sont placés sur une armature très lisse. Il est probable qu'on arriverait au même résultat en plaçant une bonne épaisseur d'isolant entre l'enroulement et le fer de l'armature lisse. Une autre disposition pour accroître la réluctance magnétique de la bobine court-circuitée consiste à séparer les tôles d'armatures, non pas perpendiculairement mais verticalement le long de l'axe, de façon à produire des entrefers sous la bobine.

Les dispositions permettant de compenser e_r par une force contre-électromotrice extérieure e_a sont les suivantes :

a. *Déplacement automatique des balais.* — α correspondant au courant variable (Thury) ;

β correspondant à la différence de potentiel entre les extrémités des balais et les lamelles adjacentes (Siemens Bros) : dans les deux cas il faut un relais et un moteur auxiliaire.

b. *Champ de dispersion variable.* — On dispose à proximité de la bobine court-circuitée (entre les cornes polaires) un pôle auxiliaire (sans enroulement) qui provoque dans la bobine un certain champ. Sa place par rapport à la bobine court-circuitée doit varier avec la charge, aussi bien dans la direction de la périphérie que dans la direction du rayon.

c. *Enroulements produisant un champ auxiliaire*, placés contre les pôles principaux et parcourus par le courant d'armature pour compenser la réaction d'induit (Ryan, Déri). Ces enroulements auxiliaires offrent l'avantage d'assurer une bonne commutation même lorsque le champ est très affaibli, c'est-à-dire quand la tension est très réduite.

d. *Pôles auxiliaires excités par le courant principal* (pôles de commutation) vis-à-vis des bobines en court-circuit (Sautter Harlé, Siemens).

e. *Enroulements auxiliaires sur l'armature.* — Entre l'enroulement induit et le collecteur est placé un enroulement de commutation. Cet enroulement est ou bien décalé par rapport à l'enroulement principal (Sayers) et vient au moment de la commutation à proximité des cornes polaires, ou bien données à l'influence d'un champ auxiliaire séparé du champ principal et produit par le courant principal (Seidener).

f. *Dispositif de soufflage d'étincelles plus ou moins direct* (Thury). — Soit au moyen d'air comprimé, soit au moyen de condensateurs.

g. *Emploi de machines unipolaires, dans lesquelles le problème de la commutation est complètement supprimé.* — On se heurte à la difficulté d'obtenir des tensions suffisamment élevées, mais on peut arriver quand même à un bon résultat en employant les nouveaux matériaux de grande résistance mécanique. De plus, les courants de Foucault sont insignifiants dans les machines unipolaires.

2. *L'échauffement* T d'une portion de machine tournant à la vitesse v , dans laquelle A_v watts sont produits, et qui présente une surface de F cm², est approximativement donnée par l'expression

$$T = C \frac{A_v}{F(1 + 0,1v)}$$

ou mieux

$$T = C' \frac{A_v}{F(1 + 0,3\sqrt{v})}$$

Etant donné un type de machine, si on le fait tourner à une vitesse $m v$ au lieu de v , la différence aux bornes croît de E à mE . Soit J le courant dans les deux cas. Les pertes dans le cuivre A_k restent constantes (exception faite de l'excitation, ou bien en employant l'excitation séparée). Les pertes dans le fer $A_h + A_w$ (hystérésis + courants de Foucault) croissent de $m A_h + m^2 A_w$. Les élévations de température T et T_m aux vitesses v et $m v$ sont

$$T : T_m = \frac{A_k + A_h + A_w}{1 + 0,3\sqrt{v}} : \frac{A_k + m A_h + m^2 A_w}{1 + 0,3\sqrt{m}\sqrt{v}}$$

l'élévation de température croît donc de plus en plus avec m . Si l'on se fixe une certaine limite (T_m) max = 50°, on arrive pour une certaine vitesse $m v$ à ce que A_k doit être nul, c'est-à-dire que la machine ne peut plus donner de courant; dans ce cas, l'échauffement dû aux pertes dans

le fer, atteint la limite fixée et la machine ne peut supporter aucune charge utile. On ne peut donc pas du tout faire croître la charge proportionnellement au nombre de tours, lorsqu'on atteint de trop hautes vitesses de rotation.

L'accroissement d'élévation de température T d'un type de machine avec l'accroissement de vitesse est donné par l'expression :

$$T = \frac{c_1 + c_2 v + c_3 v^2}{(1 + 0,3 \sqrt{v}) F}$$

où c_1 représente les pertes dans le cuivre et $c_2 v + c_3 v^2$ les pertes dans le fer. La plupart du temps, pour une valeur normale de v , la valeur $c_2 v + c_3 v^2$ est plus grande que c_1 ; pour une valeur élevée de v l'écart entre ces deux pertes est considérable. Les pertes croissent donc avec l'augmentation de v plus vite que le pouvoir de refroidissement $(1 + 0,3 \sqrt{v}) F$. Il résulte des considérations précédentes qu'il est rationnel de diminuer autant que possible les pertes dans le fer $A_h + A_v$ si l'on veut obtenir une faible valeur pour T_m , c'est-à-dire choisir pour les turbo-dynamos de très grandes sections de fer et au besoin employer des tôles de 0,3 mm d'épaisseur pour diminuer A_v . De plus, il faut qu'en règle générale le flux par pôle, et aussi le nombre de périodes (surtout pour le courant continu) aient une valeur très considérable. Mais dans les dynamos à courant continu on est limité dans le choix de la largeur radiale du fer. Le diamètre extérieur de l'armature est limité par la vitesse périphérique et le diamètre intérieur est limité par les dimensions de l'arbre. Ces difficultés n'existent pas dans les générateurs à courants triphasés à inducteur intérieur, mais une trop grande largeur radiale du fer présente l'inconvénient suivant : les trajets de ligne de forces dans le fer ont des longueurs très différentes et ces dernières se répartissent inégalement dans la section, de sorte que les parties extérieures des tôles (pour le type à inducteur intérieur) sont le siège d'une induction plus faible que les parties voisines de l'entrefer et ne sont que peu utilisées. En outre, pour un accroissement de la largeur radiale du fer de la valeur h_1 à la valeur h_2 , la diminution des pertes dans le fer est seulement proportionnelle au rapport de 1 à $\left(\frac{h_1}{h_2}\right)^{0,6}$. Il en résulte que, malgré tous les dispositifs possibles, les pertes dans le fer sont tou-

jours beaucoup plus considérables que les pertes dans le cuivre, et que les dynamos à trop grande vitesse de rotation présentent dans la marche à vide un peu prolongée, une surélévation de température presque égale à celle qu'occasionne la pleine charge. Cela tient aussi, en partie, à ce que le cuivre rayonne plus facilement la chaleur que les paquets de fer larges et longs.

Pour pouvoir réduire l'épaisseur du fer et les pertes, on est conduit d'une façon à peu près générale, à construire des machines très longues suivant l'axe; les limites imposées à la vitesse périphérique amènent aussi au même résultat. Pour améliorer le pouvoir de refroidissement, donné par l'expression

$$T = \frac{A_v}{F(1 + 0,1 v)}$$

ou

$$\frac{A_v}{F(1 + 0,3 \sqrt{v})}$$

qui diminue avec l'accroissement de v ou de u (nombre de tours par minute), par suite de l'accroissement rapide des pertes A_v , on ménage un grand nombre de canaux de ventilation dans le rotor ou dans le stator, ou dans les deux. Il faut aussi donner à la constante

$$C = \frac{kw}{D^2 lu}$$

une valeur plus faible que dans les machines lentes, pour obtenir une surface rayonnante suffisante. (D , diamètre de l'entrefer; e , longueur de la machine; u , nombre de tours par minute). Il est très bon aussi, malgré la petite diminution que cela occasionne dans le rendement de la machine, de ménager ou de rapporter sur la partie tournante, des ailettes de ventilation. Pour réduire les dimensions et particulièrement pour pouvoir réduire les trop grandes vitesses périphériques, on peut ménager des serpentins pour la réfrigération par circulation d'eau : les tubes à eau peuvent traverser directement le fer (brevet Schuckert). Les turbo-dynamos présentent aussi forcément un échauffement considérable du fait des courants de Foucault qui, par suite de la grande vitesse de rotation, atteignent une intensité considérable dans les conducteurs de l'induit et dans toutes les parties constitutives de la machine.

La grande vitesse de rotation conduit aussi à des vitesses v_z très élevées pour les tourillons, de 10 à 15 mètres par seconde au lieu de 2 à 5 mètres dans les types usuels. L'élévation de température T des coussinets croissants proportionnellement à $\frac{A_R}{\pi d_z l_z}$ où A_R (= approximativement $e d_z l_z v_z^{3/2}$) désigne la perte par frottement, d_z et l_z le diamètre et la longueur des tourillons, il apparaît clairement que T croît avec v_z . La plupart des tourillons des turbines doivent, pour cette raison, être refroidis par de l'huile sous pression. Il est absolument nécessaire aussi que l'arbre soit centré, que la partie tournante soit parfaitement équilibrée et que les efforts magnétiques dissymétriques soient évités avec soins. Ce dernier point conduit à ne pas trop diminuer l'entrefer et à ne pas admettre une induction trop élevée dans l'air.

Au point de vue mécanique, les chiffres maxima dus à la force centrifuge pour une armature à courant continu, dont la vitesse périphérique est 80 à 100 m, vitesse qu'on ne devrait jamais dépasser sont les suivants¹ :

a. Dans le paquet de tôles qui, en général, est formé d'anneaux en un seul morceau

$$\sigma_z = 0,8 \times 0,082 v_n^2$$

v_n étant la vitesse périphérique à la base des encoches en mètres seconde, soit pour $v_n = 80$ environ 400 kgr : cm².

b. Les dents supportent à leur racine un effort radial dû à leur propre force centrifuge $\frac{G_z}{g} \frac{v^2}{r}$ et à celle de l'enroulement $\frac{G_w}{g} \frac{v^2}{r}$ supportée par les coins placés dans les encoches. Dans une machine ayant un diamètre de 50 cm avec des encoches de 15 × 40 mm et $v = 100$ m, cet effort

$$\sigma'_z = \frac{\frac{G_z}{g} \frac{v^2}{r} + \frac{G_w}{g} \frac{v^2}{r}}{b_z l}$$

dépasse 200 kgr : cm² (G_z est le poids d'une dent, G_w le poids du cuivre d'une encoche en kgr, v la vitesse périphérique et r le rayon en mètres, b_z la force d'une dent à la base, l la

longueur d'une dent en centimètres, $g = 9,81$).

c. L'enroulement est maintenu dans les encoches par des coins qui subissent un effort. Si l'épaisseur de ces coins est s cm et la largeur de l'encoche b_n cm, l'effort supporté par les coins est

$$\sigma^b = \frac{\frac{v^2}{r g} G_w b_n}{\frac{8}{6} s^2 l} = 0,8 \frac{\frac{v^2}{r g} G_w b_n}{l s^2}.$$

Dans le cas envisagé au § b, si $s = 5$ mm, l'effort serait de 500 kgr : cm².

d. Les connexions des bouts qui, en général, constituent un enroulement, forme tonneau, doivent être maintenues par une frette en acier-nickel.

Si b_r est le poids de cuivre des connexions à un bout, l'effort que supporte cette frette, de section $l_r \times s_r$,

$$\sigma'_s = 0,082 v^2 + \frac{G_s}{g} \frac{v^2}{r} \times \frac{1}{2\pi l_r s_r},$$

ce qui donne, pour l'exemple déjà cité et pour une frette de

$$s_r \times l_r = 1 \times 2 \text{ cm} \\ \sigma'_s = 800 + 2000 = 2800 \text{ kg : cm}^2,$$

effort que peuvent, seuls, supporter les aciers au nickel. Les frettes doivent être posées avec une certaine tension initiale correspondant à ces efforts de force centrifuge, de façon à ce que l'enroulement ne devienne pas lâche.

e. Pour pouvoir supporter les efforts considérables de la force centrifuge, le collecteur doit être : ou bien maintenu par une série de frettes isolées, peu écartées les unes des autres ; ou bien séparé en plusieurs petits collecteurs de construction usuelle. Comme vitesse périphérique v_h il faut compter sur 50 m par seconde. Si l'on calcule l'effort de flexion des segments, on trouve

$$\sigma'_b = \frac{G_r}{g} \frac{v_h^2}{r_h} \frac{a}{\frac{8}{6} s h^2} = \frac{8,9}{1000 g} \frac{v_h^2}{r_h} \frac{a}{1,3 h},$$

b_c étant le poids d'une lame, $2 r_h$ le diamètre du collecteur en mètres, a l'écartement entre deux frettes en centimètres, s l'épaisseur moyenne et h la hauteur moyenne des lames en centi-

(1) Les calculs mécaniques sont donnés en détails dans *Niethammer* « Machines, appareils et installations électriques ».

mètres. Pour

$$v_k = 50 \quad r_k = 15 \quad a = 25 \quad s = 0,75 \quad h = 4,$$

on a

$$\sigma'_b = \text{environ } 1\,600 \text{ kg} : \text{cm}^2$$

ce qui est déjà énorme pour du cuivre. Si l'on conduit le calcul en considérant les segments comme poutres encastées, on trouve pour F'_b environ 1 000 kgr. On peut diminuer très rationnellement cet effort en augmentant h .

Les frettes doivent être calculées comme celles du § d. Si G_k est le poids total de cuivre du collecteur, l'effort ou la force centrifuge sur les frettes

$$\sigma''_z = 0,082 \, v_s^2 + \frac{G_k}{g} \frac{v_k^2}{r_k} \frac{0,8}{2\pi l_s s_s}$$

où v_s désigne la vitesse des frettes en mètres, e_s la longueur de toutes les frettes ensemble, et s_s la hauteur de ces dernières en centimètres. Il faut donner aux frettes une tension préalable égale à celle-ci, pour que le collecteur ne devienne pas lâche en marche. Dans l'exemple donné, on a environ

$$\sigma''_z \, 300 + 500 = 800 \text{ kg} : \text{cm}^2.$$

Dans tous les cas s'applique la remarque générale que la plupart des efforts ne dépendent que de v et non du diamètre.

Les générateurs à courants triphasés sont construits, presque toujours, avec inducteur intérieur. On emploie, pour les inducteurs tournants, de l'acier coulé, ou du fer forgé, ou des tôles de fer forgé de 0,05 à 3 mm d'épaisseur. L'enroulement est construit, en vue des efforts dus à la force centrifuge, de l'une des façons suivantes :

a. *Enroulement en bandes de cuivre sur champ avec tôles séparées.* — Les parties d'enroulement qui dépassent peuvent être consolidées par des crampons ou par des connexions d'angle (brevet 142 295 de l'Union Electricitäts Gesellschaft).

b. *Enroulement en fils avec pôles séparés.* — Placés sur plusieurs bobines solides dont le poids est supporté par des bagues placées sur le pôle (fig. 1) (Siemens et Halske).

c. *Enroulement disposé par échelons dans les encoches* (fig. 2) (Brown Boveri). — Les connexions des bouts étant maintenues comme

dans les dynamos à courant continu par une frette en métal. Les figures 3 et 4 montrent le même genre de construction employé par la C^{ie} Westinghouse.

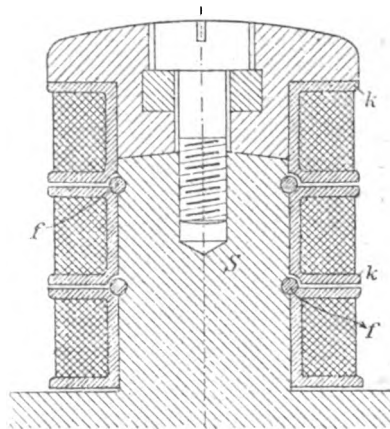


Fig. 1.

d. *Enroulement en tambour ordinaire des machines à courant continu, séparé en deux parties auxquelles le courant est amené par des bagues.*

e. *Enroulement en anneau* (ateliers d'Ærlikon) qui pour 2 p . pôles doit être coupé en 2 p . points, chaque segment d'enroulement étant alternati-

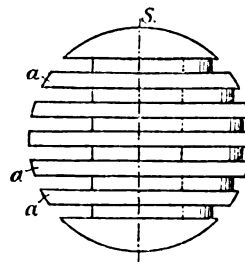


Fig. 2.

vement connecté à l'autre bout de l'enroulement suivant. L'enroulement en anneau doit être fait en barres aussi hautes que possibles.

Dans chaque cas on choisit, pour le courant exciteur, une tension assez basse, à cause du petit nombre de pôles des turbo-dynamos et de la nécessité d'avoir, entre deux tours voisins, une très faible différence de potentiel, sous peine d'avoir des ruptures d'isolement sous les efforts considérables de la force centrifuge. Les derniers tours des bobines enroulées sur champ peuvent être pressés les uns contre les autres

avec une force de 200 kgr : cm² et même plus, de sorte que la surface du cuivre doit être absolument lisse et la couche isolante ne doit pas être trop mince. La plupart du temps, la tension d'excitation doit être inférieure à 150 volts et est fréquemment comprise entre 20 et 50 volts. Il est nécessaire aussi, en vue de la solidité, de donner une forte section à l'enroulement inducteur.

On a construit aussi des turbo-alternateurs avec inducteurs extérieurs (Parsons) et induit tournant constitué par une armature trouée

(encoches entièrement fermées). Mais comme il est beaucoup plus facile, sans aucun doute, de faire tourner l'inducteur que l'enroulement induit à haute tension, on a abandonné d'une façon générale le type à inducteurs extérieurs, même pour les turbo-dynamos. Le type à fer tournant est très séduisant pour cette application, car tous les enroulements aussi bien inducteurs qu'induits, y sont fixes et la seule partie tournante est un volant d'acier, muni de masses polaires de sorte qu'il est possible d'admettre des vitesses périphériques de 100 m à la seconde

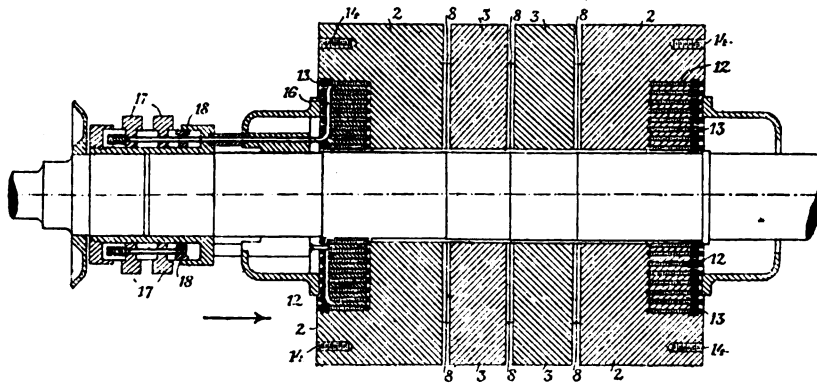


Fig. 3.

et plus. Malgré tout, les résultats donnés par ce type de machines ne sont pas satisfaisants, à cause de la grande dispersion magnétique et à cause des pertes considérables dans le fer et par courants de Foucault, occasionnant un échauffement inadmissible.

Les pôles et les masses polaires peuvent être d'une seule pièce avec la culasse et le moyeu, ce qui n'est possible que si l'enroulement est bobiné directement sur les pôles, ou bien il n'y a pas de masses polaires, mais seulement de vigoureux supports de bobines.

Pour assujettir sur les culasses les pôles faits d'une seule pièce avec les masses polaires, ou les masses polaires sur les pôles faits d'une seule pièce avec la culasse, on emploie des queues d'hironde ou des boulons, ou des coins rectangulaires. Pour avoir une idée des efforts supportés par ces attaches polaires, prenons par exemple un pôle correspondant à une machine pratique où $U = 1\,500$ tours par minute, la vitesse périphérique $= 100$ m, $D = 1\,250$ cm, $a = 25$ cm, $h = 30$ cm, $b = 4$ cm, $c = 3$ cm, longueur axiale des pôles $l = 30$ cm, bande de cuivre

enroulée sur champ de $0,5 \times 5$ cm 50 tours, pôles rectangulaires (fig. 5).

	Poids.	Force centrifuge.
Masse polaire.	27 kg	45 000 kg
Pôle	180 »	180 000 »
Bobine	150 »	150 000 »

Nous avons adopté les moyens de fixation les plus solides que permettait la section des pôles. Le boulon de fixation ($\delta = 8$) supporte un effort de

$$\frac{375\,000}{20^2 \frac{\pi}{4}} = \text{environ } 1\,200 \text{ kg : cm}^2.$$

Dans la figure 6 on ne peut guère compter que sur $\delta = 6$ à cause de l'affaiblissement de la section polaire par suite du pas de vis. On voit que l'effort atteint et dépasse de beaucoup la valeur admissible maxima de 500 kgr : cm²; il faut en outre faire attention que dans la plupart des cas, on n'a pas assez de place, à cause du faible diamètre intérieur, pour employer de gros écrous (fig. 5) ou de grosses têtes (fig. 6). Le mode de construction indiqué (fig. 6) n'est

possible que dans de rares cas, celui de la figure 6 est un peu meilleur. Si l'on choisit le

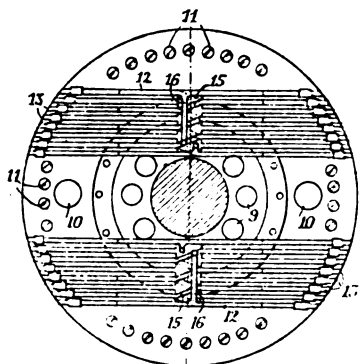


Fig. 4.

mode de construction de la figure 9, l'effort est

$$\frac{195\,000}{2 \cdot 7,5^2 \cdot \frac{\pi}{4}} = \text{environ } 2\,000 \text{ kg : cm}^2.$$

Avec la disposition de la figure 10, on trouve, pour $\delta = 6$ l'effort

$$\frac{195\,000}{15^2 \cdot \frac{\pi}{4}} = \text{environ } 1\,100 \text{ kg : cm}^2.$$

L'emploi de matériaux d'une qualité exceptionnelle est indispensable.

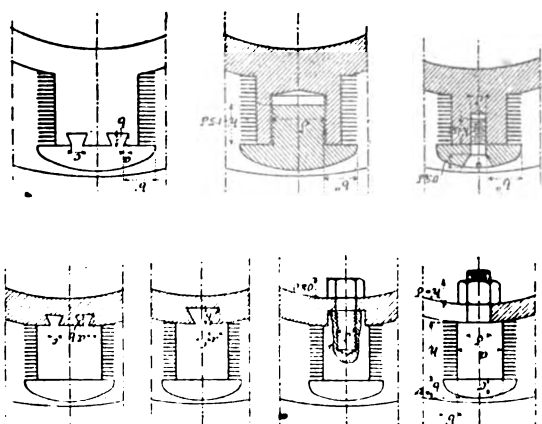


Fig. 5 à 11.

Si l'on adopte le montage avec queue d'aronde (fig. 7) $a = b = 7$ cm, on trouve comme effort de flexion de la queue d'aronde

$$\frac{375\,000 \cdot a}{2,2 \cdot 1/6 \cdot b^2} = \frac{375\,000 \cdot 7}{4/6 \cdot 30 \cdot 7^2} = \text{environ } 2\,200 \text{ kg : cm}^2.$$

Dans la section $c \times l$ il existe pour $c = 10$ cm un effort de traction qui dépasse $1\,000 \text{ kgr : cm}^2$

L'effort de poussée dans les queues d'aronde est

$$\frac{375\,000}{2 \cdot b \cdot l} = \text{environ } 900 \text{ kg : cm}^2$$

que l'on doit composer avec l'effort de flexion.

Avec deux queues d'aronde (fig. 8)

$$a = b = 3 \text{ et } c = 3 \text{ cm}$$

(une valeur plus grande est à peine possible) l'effort de flexion, tant que toutes les surfaces sont également chargées est

$$\frac{375\,000 \cdot a}{4 \cdot 2 \cdot 1/6 \cdot b^2} = \text{environ } 3\,200 \text{ kg : cm}^2;$$

l'effort de poussée

$$\frac{375\,000}{4 \cdot b \cdot l} = \text{environ } 1\,800 \text{ kg : cm}^2$$

et l'effort de traction dans

$$2 \cdot c \cdot l \cdot \frac{375\,000}{2 \cdot c \cdot l} = 2\,100 \text{ kg : cm}^2.$$

Les pressions spécifiques sur les surfaces des

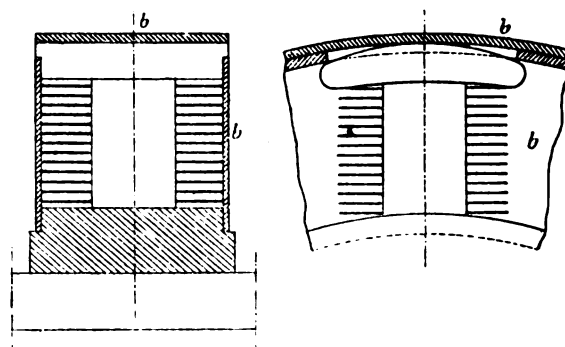


Fig. 12.

coins atteignent des valeurs voisines de $1\,000 \text{ kgr : cm}^2$. La masse polaire fixée par deux queues d'aronde (fig. 12), supporte, pour $a = b = c = 3$ cm les efforts suivants :

$$\text{Flexion. } \frac{195\,000 \cdot 9}{4 \cdot 2 \cdot 1/6 \cdot b^2} = \text{environ } 1\,600 \text{ kg : cm}^2$$

$$\text{Poussée. } \frac{195\,000}{4 \cdot l \cdot b} = \text{environ } 500 \text{ kg : cm}^2$$

$$\text{Traction. } \frac{195\,000}{2 \cdot c \cdot l} = \text{environ } 1\,100 \text{ kg : cm}^2$$

Les efforts des queues d'aronde sont un peu moins considérables quand on choisit comme angles d'inclinaison 60° au lieu de 45° .

De plus, toutes les surfaces des masses polaires subissent, du fait de la force centrifuge des bobines, un effort de flexion qui, dans les figures 5 à 8 pour une section c' est

$$\frac{150\,000\,b'}{2.2.1'6.lc'^2} = \text{environ } 4\,000 \text{ kg : cm}^2.$$

La valeur $c' = 3$ cm des masses polaires devrait alors être portée à la valeur $c' = 5$ cm : pour les dispositifs des figures 9 et 10 les efforts seraient encore plus considérables.

Ces quelques considérations doivent suffire à donner un aperçu des efforts que supportent les volants des turbo-alternateurs : dans les dispositifs des figures 2, 3 et 4, les calculs donnés pour les machines à courant continu sont applicables.

4. Disons, pour terminer, quelques mots sur la réalisation d'un fonctionnement silencieux. On sait que toutes les machines à grande vitesse de rotation ont une certaine tendance à faire un bruit sonore ou sifflant, causé par le mouvement rapide de l'air. La cause principale de ce bruit est due aux prolongements des enroulements et autres parties de la machine qui engendrent des tourbillons et des variations de section dans l'air qui passe, et aux parties libres de la machine, comme par exemple des barres d'enroulement ou des dents insuffisamment serrées. Le meilleur moyen est de constituer la partie tournante comme un tambour entièrement lisse ; c'est très facile avec les dispositions 2, 3, 4. Lorsqu'on a affaire à des pôles séparés, il faut les entourer de tôles cylindriques dans lesquelles sont ménagés des canaux de ventilation. En outre, il est recommandable d'assujettir solidement les enroulements avec des coins, non seulement dans la partie tournante, mais également dans la partie fixe, et de serrer les dents entre de solides plateaux.

R. V.

Nouvelle turbine à vapeur. *Electrical Review* (N.-Y.), t. XLIII, p. 866.

Cette turbine brevetée par la Compagnie Thomson-Houston, de Londres, est destinée aux faibles vitesses ; elle comprend (fig. 1) une roue A, pourvue à sa périphérie d'un certain

nombre d'augets D ; ces augets sont constitués par une série d'aubes disposées en V renversé et

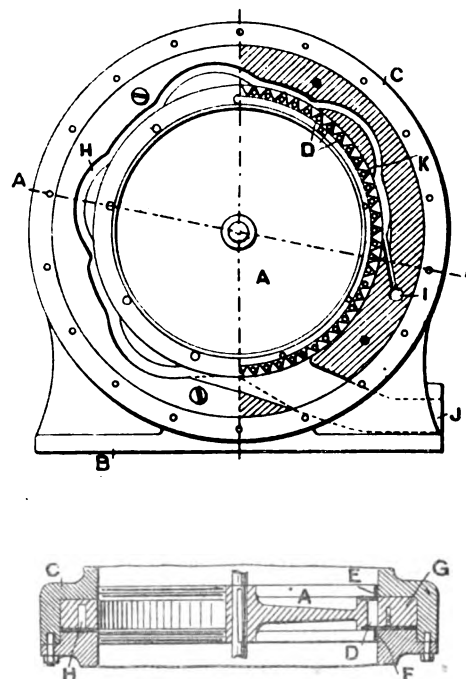


Fig. 1.

deux couronnes boulonnées de chaque côté de la couronne des aubes. Une gorge circulaire F qui se remplit d'eau de condensation forme joint entre les couronnes et l'enveloppe cylindrique. Cette enveloppe est formée par une couronne

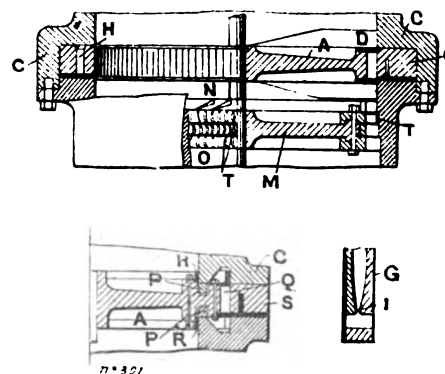


Fig. 2, 3, 4.

cylindrique G à l'intérieur de laquelle est ménagée un conduit sinueux dont la section augmente depuis l'arrivée de vapeur I jusqu'à l'échappement J. A l'admission, ce conduit est construit comme un détendeur, de façon à con-

vertir partiellement la pression de la vapeur en énergie cinétique. La vapeur introduite en I (fig. 1) frappe les aubes en regard et en est repoussée dans la partie K du conduit sinueux dont le volume s'accroît en raison de la réduction de pression subie par la vapeur ; ces opérations se répètent dans les diverses parties du conduit sinueux et de la roue jusqu'à détente complète de la vapeur. Si cette détente ne peut être achevée dans une seule roue, la vapeur passe successivement par plusieurs roues. Mais l'expansion peut être achevée aussi dans une roue unique (fig. 3) qui est alors munie d'une triple couronne d'aubes P, P₁, Q ; les deux couronnes P, P₁, sont identiques et reçoivent la vapeur, à la pression de la chaudière, par les conduits R, R₁ ; cette vapeur partiellement détendue arrive dans un nouveau conduit sinueux S où elle agit sur les aubes Q : la section des conduits augmentant toujours en raison de la détente.

Un autre mode de compoundage est figuré ci-dessous (fig. 2) ; la vapeur issue de la roue A, se rend à une petite turbine M du type parallèle, montée sur le même arbre et enfermée dans la même enveloppe. La vapeur venant de la roue A passe dans les ajutages N et achève sa détente en traversant une série d'aubes fixes C et d'aubes mobiles T. Une turbine radiale peut être utilisée de la même façon.

Le fonctionnement de la roue est aisé à comprendre, la vapeur se détendant sur la périphérie, jusqu'à ce que sa vitesse soit égale à la vitesse périphérique de la roue. P.-L. C.

Production directe de l'électricité par le combustible. *Electrical Review* (N.-Y.), t. XLIII, p. 830.

Des expériences ont été récemment effectuées par MM. Allen et James Reid, sur un appareil de leur construction auquel ils donnent le nom de « Dynelectron » et qui diffère peu de celui décrit ci-après et représenté figures 1 et 2. Une cuve en fer est fermée par un couvercle isolé et portant les électrodes en charbon C. Ces dernières sont creuses et poreuses, préparées d'une façon spéciale qui, selon les inventeurs, empêche leur désagrégation. Certaines de ces électrodes auraient été en service pendant un mois, sans interruption, sans que l'analyse microscopique et chimique ne révélât de changement. Entre les électrodes sont placées des plaques de fer per-

forées, 1 (fig. 2) tenant au fond du récipient, qui est rempli d'oxydes de fer, de sodium et de calcium E. Les cuves sont chauffées à une tem-

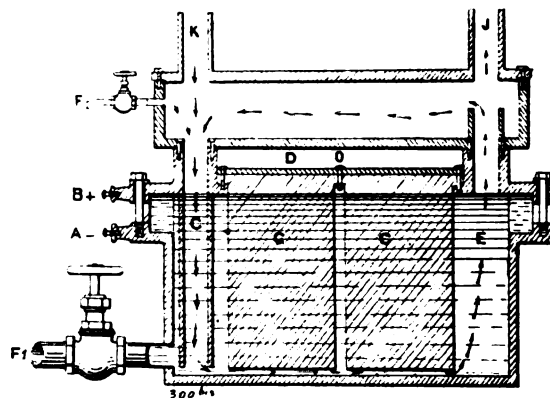


Fig. 1.

pérature voisine de 200° C., qui maintient la masse liquide. A travers les charbons poreux est forcé un mélange d'air et de gaz combustible, qui vient d'y brûler ; il traverse l'électrolyte, se rend à la chambre O, puis dans la tubu-

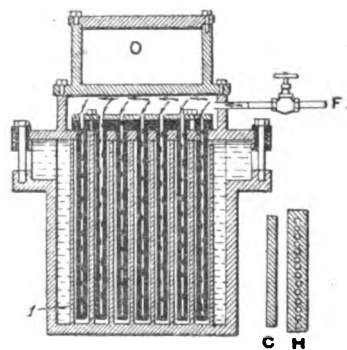


Fig. 2.

lure C. Les inventeurs attribuent un rendement de 45 p. 100 à leur système. L'appareil de démonstration précité donnait 1,8 volt avec deux cuves en série ; en court circuit sur un ampèremètre, on obtenait un courant de 50 à 60 ampères. P.-L. C.

TRANSMISSION ET DISTRIBUTION

Notes sur certains systèmes à trois fils, par Ch.-T. Morman. Communiqué à l'« Ohio Electric Light Association ». *Electrical Review* (N.-Y.), t. XLIII, p. 627-630.

L'avantage principal des distributions à 3 fils

est d'avoir une tension en ligne double de celle des récepteurs. A l'avènement de la lampe de 250 volts, les distributions à 500 volts trouvèrent d'autant plus de faveur qu'elles peuvent servir à la fois à l'éclairage et à la traction. Ce système est particulièrement approprié au service des grandes usines et des stations centrales ayant une distribution plus ou moins dispersée à l'intérieur d'un cercle limité. Une comparaison entre les systèmes à 250 et 500 volts montrera que la supériorité de l'un d'eux sur l'autre dépendra de la densité de la distribution, de la proportion de lampes à incandescence, de la puissance des unités réceptrices, du coût de la production d'énergie « supplémentaire » et du prix par kilowatt de l'installation génératrice.

Dans les grands centres desservis par une station centrale et plusieurs sous-stations à commutatrices alimentant le trois-fils, la consommation est dense ; et, dans beaucoup de cas, l'économie de cuivre et de sous-stations due à une tension élevée, est largement compensée par l'accroissement d'énergie absorbée par les appareils récepteurs à haut voltage. Le système à 500 volts est avantageux quand la densité de la consommation est faible, quand il y a peu de lampes à incandescence et que le coût de la station et de l'énergie est peu élevé.

La distribution à 500 volts a l'inconvénient d'exiger des lampes à arc, compteurs, moteurs de ventilateurs, lampes à incandescence, interrupteurs, rosaces, coupe-circuit, etc., dont le prix est plus élevé dans une proportion que l'auteur indique, d'après les prix courants américains, pour les divers appareils précités.

L'auteur fait remarquer que l'on obtient des lampes à incandescence de 250 volts, et de 3,4 à 3,8 volts par bougie, qui ont la même durée et la même surface d'éclairement que les lampes de 125 volts, à 3,1 watts.

En ce qui concerne l'emploi des lampes à arc pour 500 volts, il est nécessaire d'en avoir constamment deux en série, avec une certaine complication de conducteurs. On fait aussi des lampes à deux arcs jumelés, moyennant une complication de mécanisme et, peut-être, un entretien coûteux. Les lampes à arc fonctionnant sur 250 volts existent, mais donnent un arc pourpre et instable, nécessitant des globes plus opaques que pour l'arc de 125 volts.

Avant d'adopter une distribution à 3 fils et

500 volts, il est indispensable d'étudier ses avantages sur une distribution à courants alternatifs. Ces avantages se résument en la possibilité d'employer des accumulateurs et d'assurer le service des ascenseurs directement avec le circuit d'éclairage.

Le rendement des accumulateurs est relativement faible, leur entretien élevé ; cependant leur emploi s'impose quand il s'agit d'alimenter un centre d'affaires très dense, par suite de la facilité avec laquelle on pare aux demandes brusques provoquées par les orages, en été, et les court-circuits des lignes souterraines. Leurs fonctions régulatrices sont aussi à apprécier.

Le moteur asynchrone avec résistance variable dans l'induit est très pratique tant qu'il ne s'agit pas d'ascenseurs.

Dans une ville de 100 000 habitants, il existe presque toujours un quartier d'affaires très dense, avec nombreux ascenseurs et monte-charges, et en outre, un quartier de résidence avec des consommateurs très dispersés. Une telle ville pourra être alimentée par une station triphasée, un réseau à 3 fils avec lampes de 125 volts, à faible consommation, desservi par des feeders monophasés, dans le quartier d'affaires ; les moteurs seront desservis par une ligne à 500 volts continus produits par des commutatrices ou des moteurs-générateurs. Des feeders triphasés alimenteront le quartier de résidence, l'éclairage étant fourni par une phase seulement, le troisième fil ne servant qu'à desservir les rares moteurs de ce district.

Les grandes cités renferment, en général, des quartiers étendus très denses où la distribution à 3 fils à 250 volts convient le mieux ; et en outre, des quartiers suburbains importants où il faut du courant alternatif. Des systèmes mixtes de ce genre, où les deux éléments sont reliés par des commutatrices ou des moteurs-générateurs, sont employés à Chicago, Boston, Philadelphie, Cleveland, Toledo, Columbus, etc.

Il en résulte que les applications du trois-fils à 500 volts sont limitées à quelques cas singuliers.

Les grands systèmes à trois fils emploient exclusivement des dynamos shunt : l'extension de la capacité du système s'obtient aisément en ajoutant des dynamos fonctionnant à la tension des fils extrêmes. Les petites stations emploient des génératrices compound, des génératrices

« à trois fils » et des égalisatrices. L'accouplement des génératrices compound, pour un système à trois fils, nécessite des précautions spéciales dans l'arrangement des interrupteurs, des

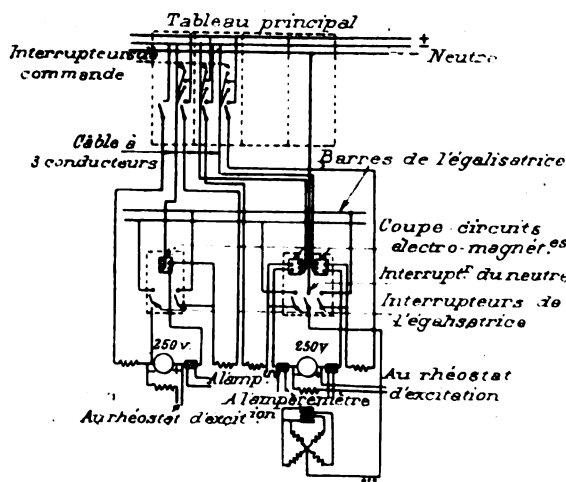


Fig. 1.

égalisatrices et des appareils de mesure, en vue de l'accouplement en parallèle. Les figures 1 et 2 indiquent des dispositifs à recommander ⁽¹⁾.

(1) Les interrupteurs des égalisatrices, les shunts des ampèremètres et les coupe-circuits sont placés sur des tableaux voisins des génératrices. Le fonctionnement des coupe-circuits est commandé électriquement depuis le tableau principal. Les machines de basse tension ont leurs enroulements-série placés du côté opposé à celui qui est connecté au fil neutre, de sorte que la moitié soit égalisée du côté positif et l'autre moitié du côté négatif. Les machines de haute tension ont deux enroulements-série afin de pouvoir être égalisées avec les machines de basse tension. Dans le cas de machines munies de compensateurs et de bagues pour le fil neutre, il faut également deux enroulements-série pour obtenir une compensation à peu près égale avec des charges équilibrées ou non.

Il est à recommander, pour des systèmes d'éclairage desservis à la fois par des machines à basse tension et des machines « à trois fils », de placer un interrupteur entre la ligne neutre et le point neutre des machines « à trois fils ». Quand ces interrupteurs sont ouverts, on peut ainsi augmenter le voltage sur un des ponts, au moyen des machines à basse tension, de façon à compenser la chute de tension résultant d'un défaut d'équilibre.

Pour introduire une nouvelle machine sur les barres du tableau, on fermera d'abord l'interrupteur allant à l'égalisatrice, puis les interrupteurs principaux; enfin, quand on aura obtenu le voltage désiré, on fermera les coupe-circuit commandés par le tableau principal. Les opérations inverses se feront quand on retirera une machine du circuit.

La figure 1, convient au fonctionnement de machines « à trois fils » seules ou accouplées à d'autres de même espèce ou encore à des machines compound de même tension. Les connexions de la figure 2 s'appliquent invariablement

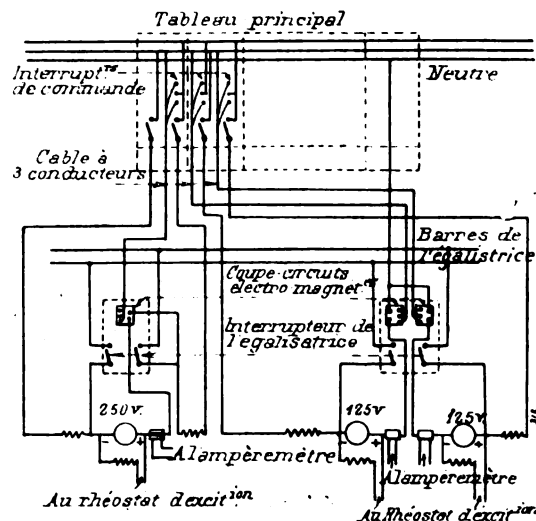


Fig. 2.

aux machines de basse tension compoundées et disposées chacune sur un pont, qu'il y ait ou non d'autres génératrices connectées sur les fils extrêmes.

(1) Il est bon d'adopter cette même disposition quand on n'a que des machines de bas voltage, de façon que l'on n'ait pas à remanier ultérieurement les tableaux quand on ajoutera des machines de haut voltage.

Avec cette disposition des inducteurs-série, les coupe-circuit peuvent être placés comme il est indiqué afin de diminuer les chances qu'aurait un court-circuit dans l'installation de la station de faire fonctionner une machine comme génératrice-série en court-circuit.

On installe parfois une égalisatrice pour obtenir un fil neutre sur un système de machines à haut voltage. Le moyen le plus simple de mettre en marche un tel système est de connecter les deux induits en série à travers un rhéostat de démarrage connecté entre les barres du tableau. Il est nécessaire, pour la mise en marche, de séparer le point commun des inducteurs du point commun des induits, sans quoi l'inducteur de la machine relié au rhéostat recevrait la tension totale du système, l'autre machine ayant ses inducteurs en court-circuit par l'induit. Cette remarque s'applique à tout autre dispositif destiné à créer un point neutre.

Il est aussi à recommander que les inducteurs en dérivation soient, en marche normale, connectés entre la barre neutre et les barres extrêmes, afin d'amener un réglage indépendant de la tension sur chacun des ponts. Ce résultat peut être obtenu au moyen d'un rhéostat com-

Une installation pourvue d'un dispositif égalisateur doit être protégée contre les effets d'un

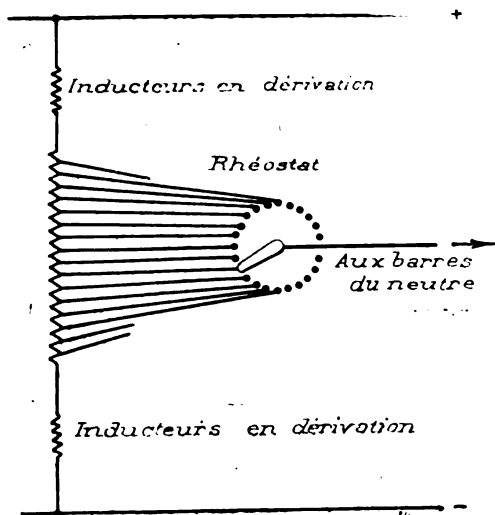


Fig. 3.

court-circuit sur un des ponts, qui appliquerait le voltage total sur l'autre pont et entraînerait

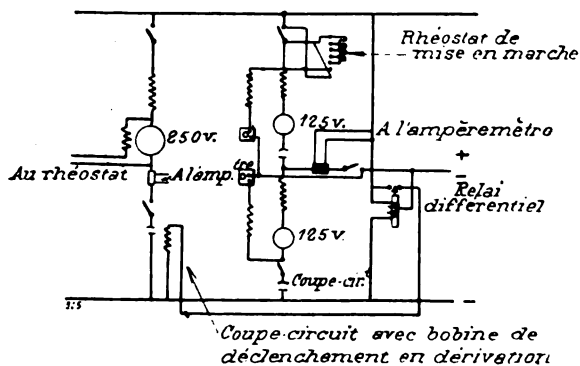


Fig. 4.

la destruction des lampes et autres appareils. Ce fait peut se produire par la déconnexion automatique des égalisatrices sous l'effet du court-circuit, ou s'il n'y a pas de coupe-circuits automatiques, d'un arc enveloppant le collecteur de la machine, située sur le pont en court-circuit. La protection peut être assurée au moyen d'un relai différentiel avec bobines placées sur les deux

mun aux deux enroulements en dérivation et en série avec eux, le segment plein du rhéostat étant connecté à la barre neutre (voir fig. 3). Cependant la prédétermination d'un tel rhéostat n'est pas sans difficulté et il vaudra, peut-être, mieux le dédoubler.

ponts et normalement fermé. Les contacts établissent un circuit à travers l'enroulement à fil fin des coupe-circuits principaux du tableau. Ces relais fonctionneront et entraîneront la rupture du circuit des génératrices principales en cas de tension anormale sur l'un ou l'autre pont.

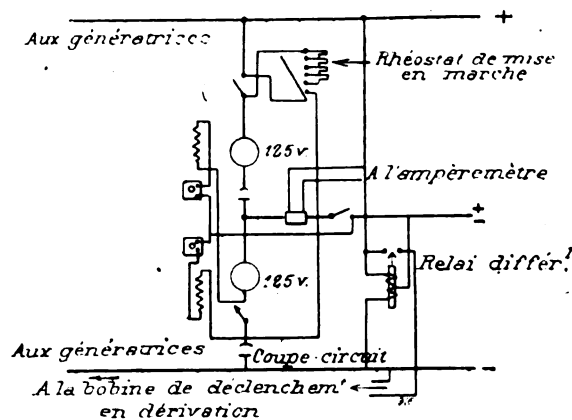


Fig. 5.

Un système avec génératrices protégées par des fusibles doit renfermer un interrupteur commandé électriquement et inséré entre les barres principales du tableau de façon à couper les connexions entre les génératrices, l'égalisatrice

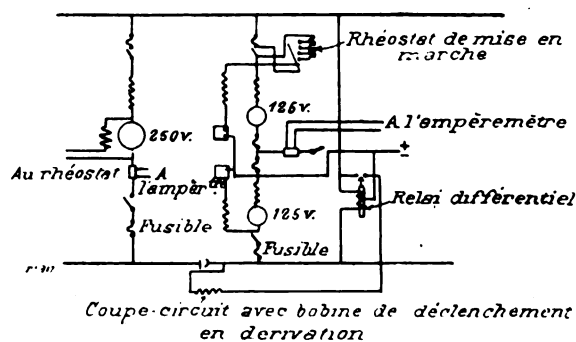


Fig. 6.

et la distribution. Les connexions du relai différentiel seront établies de façon que l'interrupteur fonctionne quand il y a un court-circuit ou une élévation de tension anormale sur un des ponts.

L'enroulement en série des inducteurs de l'égalisatrice peut être placé du côté positif des deux machines et égalisée avec les autres machines d'équilibre à la manière ordinaire.

La figure 4 indique la disposition des con-

nexions pour une égalisatrice compoundée avec génératrices compoundées, toutes protégées par des coupe-circuits électromagnétiques. La figure 5 montre les connexions des mêmes machines protégées par des fusibles et un interrupteur actionné électriquement sur les barres principales.

Les inducteurs d'égalisatrices shunt pourront être connectés comme le représente la figure 6 où l'on remarque que chaque machine a ses inducteurs connectés sur un pont et son induit sur l'autre ; ce dispositif tend à maintenir les potentiels en équilibre sur les deux ponts d'un système inégalement chargé.

P.-L. C.

TÉLÉGRAPHIE ET TÉLÉPHONIE

Sur les transmetteurs de télégraphie sans fil. L. de Forest, The Electrician, LII, p. 200-202.

Dans la génération des ondes de télégraphie sans fil, on ne s'attache pas toujours assez à produire une longue série d'oscillations peu amorties, sans laquelle tous les artifices pour réaliser une syntonisation très sensible de la station réceptrice deviennent illusoires. L'amortissement des oscillations est due à deux causes principales, à savoir : 1° les pertes dues aux radiations de l'antenne ; 2° les pertes résultant du défaut d'isolement, de l'échauffement et de l'hystérésis diélectrique, que l'on néglige trop souvent. Avec les dispositifs de transmission les plus récents, où l'antenne est connectée au résonateur par l'intermédiaire d'appareils inductifs, la base de l'antenne est toujours suffisamment isolée contre les faibles charges statiques qu'elle a à supporter.

Au contraire, ces mêmes dispositifs des connexions provoquent au sommet de l'antenne des potentiels, amplifiés par les réflexions successives des ondes sans changement de signe. L'antenne doit donc être parfaitement isolée, à son sommet, de ses supports ; au moyen d'isolateurs en porcelaine ou en verre. Les haubans eux-mêmes doivent être sectionnés au moyen d'isolateurs travaillant à la compression, pour réduire les fuites par l'air humide ou même par induction. Dans l'air très chargé d'humidité, cette décharge obscure entre l'antenne et le milieu semi-conducteur qui la sépare de la terre se traduit par l'introduction d'une capacité fictive et un accroissement de la période naturelle de l'os-

cillation ; un réglage des constantes du résonateur devient nécessaire pour maintenir la syntonisation. Mais, en outre, cet accroissement de capacité, en grande partie fictif, représente une perte notable par hystérésis diélectrique et entraîne un amortissement supplémentaire de l'oscillation. Cet effet est le même que celui produit par les aigrettes qui apparaissent sur l'armature extérieure d'une bouteille de Leyde. Si, pour d'autres usages, on préfère ce genre de condensateurs, précisément parce que les tensions élevées produites par la résonance sur les bords des feuilles d'étain trouvent un dérivatif dans les aigrettes et que la rupture du diélectrique est ainsi évitée ; ici, au contraire, la résonance est essentielle à la syntonisation, et il faut, de toute nécessité, supprimer les aigrettes en recourant à des condensateurs spéciaux plus massifs et mieux isolés. Les bouteilles de Leyde ont encore d'autres inconvénients ; ainsi, les maillons de la chaîne intérieure sont souvent en très mauvais contact et des étincelles jaillissent entre eux, de sorte qu'il est souvent difficile de mesurer la période d'oscillation d'une bouteille ancienne ; d'autre part, les feuilles d'étain se détachent plus ou moins du verre, d'où résultent tous les inconvénients d'un condensateur à diélectrique gazeux.

L'inductance d'une batterie de Leyde est beaucoup plus grande qu'on ne le croit ; pour des courants de très hautes fréquences, l'inductance dans les feuilles d'étain est déjà notable, et varie beaucoup avec le groupement. L'auteur a trouvé que le groupement en cercle, avec des longueurs égales pour les fils de connexions s'impose ; sans quoi, les décharges des diverses bouteilles ne sont pas simultanées.

L'échauffement des boules du résonateur montre qu'il y a une perte dans l'étincelle, perte qui augmente avec la longueur de l'étincelle. Une méthode simple pour réduire la distance explosive à distance égale est d'employer une série d'étincelles entre petites boules de faible courbure.

L'auteur recommande fortement l'étincelle dans l'air comprimé où la décharge est d'une brusquerie particulière ; la conductibilité y est élevée et l'amortissement faible.

P.-L. C.

TRACTION

Système mixte de traction électrique sur chemin de fer. *Electrical Review*. Londres, t. LIII, p. 761-764.

L'auteur présente d'abord une critique des essais de Zossen au point de vue de l'application aux voies existantes. La pression des archets sur les conducteurs aériens exige une construction d'isolateurs coûteuse ; dans les tunnels, les gares, les croisements, sur les ponts, les passages à niveau, le montage des lignes est rempli de difficultés, étant donné surtout que les poteaux doivent avoir au moins 7,50 m pour permettre un écartement suffisant des fils. Une distribution aérienne à 10 000 volts est exposée à un arrêt par le fait des tempêtes, de la neige, du givre, de la foudre, etc., sans parler des causes d'interruption provenant des appareils générateurs transformateurs, et récepteurs. Il est douteux qu'un tel système, tout en n'étant pas plus économique que la traction à la vapeur, présente les garanties de fonctionnement de la locomotive.

Dans le système décrit par l'auteur, ces garanties sont basées sur ce que tout train est capable de se mouvoir sur une certaine distance, indépendamment de la transmission électrique. Ce résultat est obtenu avantageusement au moyen d'accumulateurs, qui sous la forme de la batterie d'Edison, permettra, sans doute, de déplacer un train de 200 tonnes avec une vitesse de 120 km à l'heure en palier, pendant 40 minutes avec 20 tonnes d'accumulateurs seulement. Ce poids ajouté à celui de la locomotive électrique donnerait néanmoins un résultat inférieur au poids de la locomotive à vapeur capable de faire le même service.

La transmission de l'énergie se ferait avec du courant continu à 4 000 volts, sur les lignes à double voie ayant un trafic important. Les deux rails intérieurs serviraient de retour commun et seraient réunis électriquement ; un troisième rail conducteur sur chaque voie compléterait un système à trois fils. Le troisième rail serait interrompu à tous les passages où sa construction entraînerait des difficultés et le train y serait actionné par la batterie. L'auteur croit que l'économie réalisée ainsi dans la construction du troisième rail compenserait largement les dépenses pour la batterie d'accumulateurs.

L'équipement des voitures comprendrait deux groupes de moteurs, l'un alimenté par la ligne aérienne et l'autre par les accumulateurs, ce dernier servant de secours pour le démarrage et les rampes.

Pour les très longues lignes à une seule voie, l'auteur recommande une ligne monophasée combinée avec l'emploi de batteries d'accumulateurs, qui effectueraient le travail de démarrage, les moteurs à courant alternatif fonctionnant à une vitesse invariable, les accumulateurs fourniraient ou récupéreraient toute l'énergie nécessaire au maintien de la vitesse correspondant au synchronisme.

On obtiendra avec l'un ou l'autre système de distribution un coefficient d'utilisation élevé ; ce qui permettrait l'emploi de moteurs à gaz pauvre fonctionnant à peu près toujours en pleine charge.

Ce système de traction mixte est breveté dans divers pays et doit être expérimenté prochainement.

P.-L. C.

ÉCLAIRAGE

Sur la distribution de la lumière dans les lampes à incandescence. L.-W. Wild. *Electrical Review*. Londres, t. LIV, p. 37-38.

Les deux facteurs qui ont une influence prépondérante sur la distribution de la lumière

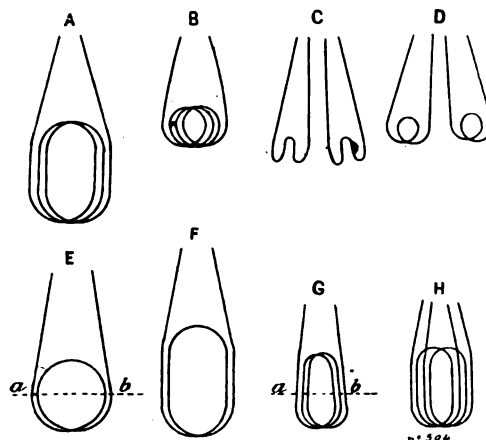


Fig. 1.

sont la forme du filament et sa position dans l'ampoule. Si l'on considère un filament rectiligne vertical, la distribution dans un plan horizontal sera uniforme, et l'éclairement variera

comme le cosinus de l'inclinaison d'un plan quelconque sur l'horizontale. L'auteur a mesuré la distribution de la lumière pour différentes

formes de filaments représentés ci-contre (fig. 1) ; les résultats sont donnés dans le tableau ci-dessous.

FILAMENT	A	B	C	D	E	F	G	H	Moyenne
Intensité à 90° au-dessus de l'horizontale. . .	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Int. moy. à 60° — — — — —	5,3	6,4	4,15	4,75	6,8	5,4	5,7	4,75	5,41
Int. moy. à 30° — — — — —	8,7	8,6	8,9	8,75	8,7	8,7	8,6	9,1	8,76
Int. horizontale moy.	9,9	9,3	9,9	9,65	9,25	9,7	9,6	9,8	9,57
Int. moy. à 30° au-dessus de l'horizontale. . .	8,9	8,6	9,4	9,35	8,85	9,2	9,8	9,1	9,15
— 60° — — — — —	6,2	7,0	7,7	7,7	7,4	6,4	6,4	6,5	6,91
Intensité 90° — — — — —	4,2	5,8	4,15	5,8	6,8	4,6	3,3	4,0	4,83
Intensité dans une direct. perpend. au plan moyen du filament	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
Intensité moyenne sphérique = I_{ms}	8,3	8,35	8,45	8,45	8,45	8,3	8,4	8,35	8,38
I_{ms} = ...	0,83	0,835	0,845	0,845	0,845	0,83	0,84	0,835	0,838
Intensité normale = ...	0,84	0,90	0,855	0,875	0,915	0,855	0,875	0,85	0,871
Int. moy. à 90° au-dessous de l'horizontale =	0,42	0,58	0,415	0,58	0,68	0,46	0,33	0,40	0,483
Intensité normale									

En considérant les deux filaments E, G on voit que E présente une surface apparente plus grande que G dans une direction à 90° au-dessous de l'horizontale, tandis que dans la direction *ab* c'est G qui présente la plus grande surface. Dans un plan perpendiculaire à celui de la figure, les deux filaments présentent toute leur longueur ; il en résulte que l'intensité moyenne horizontale sera supérieure pour G que pour E, alors que l'intensité sphérique est la même.

La table ci-dessus montre aussi que l'intensité mesurée dans une direction normale au plan moyen du filament, que l'auteur appelle intensité normale, peut être prise pour une mesure de l'intensité sphérique moyenne.

En pratique, on trouve que la lumière émise dans une direction quelconque n'est pas rigoureusement proportionnelle à la surface apparente du filament dans cette direction ; l'écart est dû à ce que le verre de l'ampoule réfléchit une partie de la lumière ; de plus, la courbure du verre provoque une concentration dans certaines directions à tel point qu'une rotation de la lampe de quelques degrés peut modifier l'éclairement du photomètre de 50 p. 100. L'auteur ajoute que cet effet se rencontre plus rarement avec les filaments fabriqués aujourd'hui.

Quand la direction dans laquelle l'intensité

doit être maxima n'est pas spécifiée, la mesure photométrique doit déterminer l'intensité sphérique moyenne ; comme cette opération est assez longue, on lui substitue parfois la mesure de l'intensité moyenne horizontale, qui, comme le montrent les chiffres du tableau ci-dessus, n'est pas du tout proportionnelle à l'intensité moyenne sphérique. Comme il a été dit, c'est l'intensité mesurée normalement au plan moyen du filament qu'il convient de prendre dans ce cas ; cette mesure n'exige d'ailleurs que deux mesures, de part et d'autre du filament, dont on prend la moyenne. Dans cette position, l'influence des réflexions sur le verre est aussi réduite au minimum.

Dans la table ci-dessus, tous les résultats ont été ramenés à l'intensité de 10 bougies, mesurée dans la normale au plan moyen du filament.

Il est à noter que, tandis que l'intensité moyenne horizontale varie de 9,9 à 9,25, l'intensité moyenne sphérique ne varie que de 8,45 à 8,3.

Pour l'éclairage général d'une salle, c'est l'intensité entre l'horizontale et 30° au-dessous qui doit être la plus forte ; le filament G remplit le mieux ces conditions ; le filament E convient plutôt à l'éclairage d'un bureau où il faut surtout une grande intensité dans le sens vertical.

P.-L. C.

DIVERS

La valeur économique de l'instruction technique, par J.-M. Dodge. *Electrical Review* (N.-Y.), t. XLIII, p. 839. Adresse présidentielle à l'Association américaine des ingénieurs-mécaniciens, décembre 1903.

Dans ce discours, l'auteur se propose de démontrer par des données positives la valeur

de l'instruction technique comme facteur économique dans l'industrie. La génération précédente considèrerait comme une nécessité absolue de commencer le plus tôt possible l'apprentissage pratique de la jeunesse; l'instruction théorique était tournée en ridicule. Ces préjugés subsistent encore partiellement aujourd'hui; mais les conclusions qui se dégagent d'une

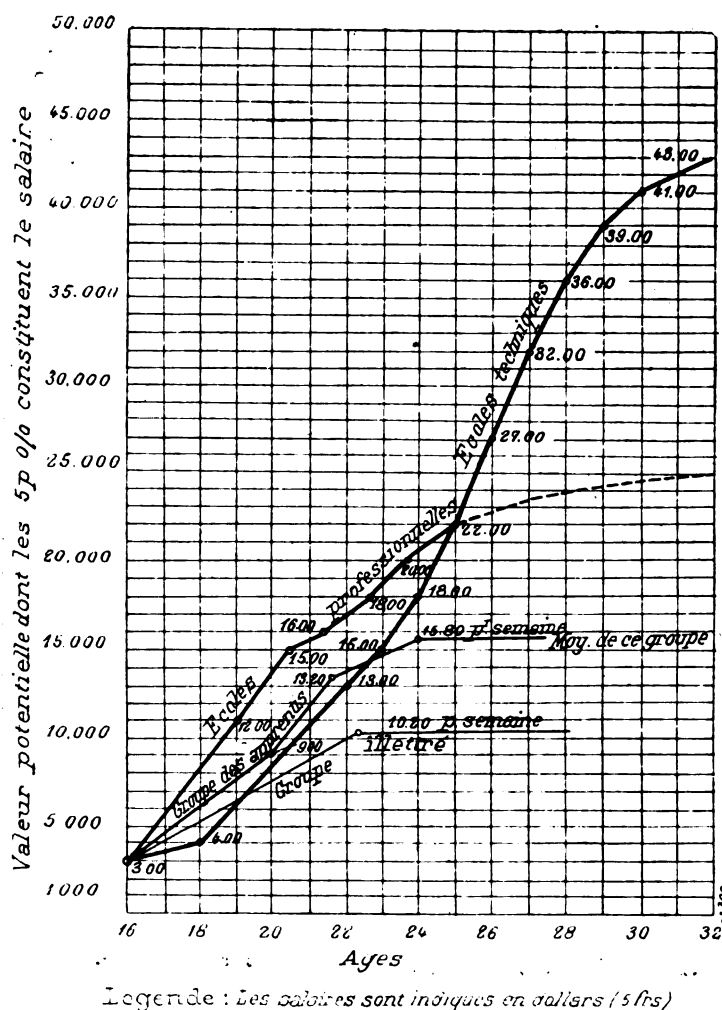


Fig. 1.

observation raisonnée et d'un ensemble d'expériences, qui était encore impossible, il y a quelques années, ne tarderont pas à en faire justice.

L'auteur prend comme termes de comparaison quatre groupes, dont le premier comprend les ouvriers illettrés, le second, ceux qui ont passé par l'apprentissage de l'usine, le troisième, les

élèves des écoles professionnelles, et le dernier, les élèves des écoles techniques. En supposant que les salaires de ces divers groupes, représentent à chaque instant, l'intérêt à 5 p. 100 d'un capital, l'orateur désigne ce capital par l'expression de valeur potentielle de l'individu. Puis, en se basant sur une longue série d'observations, il dresse un diagramme de la varia-

tion de ces valeurs potentielles de ces divers groupes à divers âges. Ce diagramme est représenté ci-contre (fig. 1) et met, en évidence, la rapidité avec laquelle l'instruction technique fait regagner le temps perdu à l'acquérir. L'orateur ne peut mieux comparer la situation de l'individu qui doit tous ses moyens à l'apprentissage de l'usine, qu'aux anciens ateliers dont le chef concentrait en lui-même toutes les ressources de l'exploitation, avec l'orgueil de ses capacités

innées, le dédain de tout progrès, et la prétention de veiller à tous les détails. Le temps n'est pas éloigné, pense l'orateur, où il sera universellement reconnu que les usines, doivent être éduquées comme les individus et que le développement scientifique de la direction et de la pratique des usines leur sera aussi profitable que l'instruction technique pour les individus.

P.-L. C.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Loi générale de la magnétofriction. Note de M. H. Pellat, présentée par M. LIPPMANN.

« Dans plusieurs communications antérieures j'ai eu l'honneur d'entretenir l'Académie des phénomènes auxquels j'ai donné le nom de *magnétofriction*. L'étude de ceux-ci m'avait montré que le flux cathodique des tubes de Crookes, la gaine cathodique des tubes de Geissler ainsi que la colonne anodique de ces mêmes tubes obéissent à des lois semblables. D'après ma dernière communication (22 février 1904), cette similitude devient toute naturelle, puisque j'ai montré que la colonne anodique, elle aussi, est due au mouvement des corpuscules, comme on le savait déjà pour la gaine et le flux cathodique. Ainsi la magnétofriction apparaît comme une des propriétés fondamentales des corpuscules en mouvement, et l'on peut résumer les faits par la loi générale suivante :

» *Dans un champ magnétique intense les corpuscules en mouvement (rayons cathodiques) subissent une action analogue à un frottement anisotrope, considérable dans le sens perpendiculaire aux lignes de force, et nul ou presque nul dans le sens de ces lignes.*

» Les différences qui se produisent pour l'intensité du champ magnétique donnant une même apparence à la colonne anodique, selon la nature ou la pression du gaz, peuvent s'expliquer par les obstacles que celui-ci fait éprouver au mouvement des corpuscules et les variations de vitesse qui en résultent. »

AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

Marche en parallèle et groupement indépendant des unités et des stations centrales, par P. Junkersfeld. *Transactions of Am. Inst. of El. Eng.*, t. XX, p. 653-668.

Dans cette communication, l'auteur expose les difficultés pratiques rencontrées dans l'exploitation des stations centrales, depuis la réception du combustible jusqu'à la transmission de l'énergie; il essaie d'en tirer un argument en faveur de l'exploitation indépendante ou sectionnée des stations centrales⁽¹⁾.

⁽¹⁾ La distribution directe d'énergie pour la lumière, la force motrice et la traction a permis d'établir des stations puissantes avec génératrices en quantité donnant un bon rendement de production. Dans les grands centres, ces diverses distributions ont fini par se souder entre elles et il en est résulté un réseau très étendu alimenté par les feeders des diverses stations; la stabilité de ces systèmes a été renforcée souvent par l'emploi de batteries d'accumulateurs convenablement réparties. Des distributions à courant continu de cette nature ont fonctionné d'une façon satisfaisante, mais, par suite des frais courants élevés et des pertes dans un grand nombre de petites stations, le coût de la production n'a pu descendre au-dessous d'une limite encore trop élevée.

Dans les plus grands centres où la consommation augmente rapidement, les frais d'exploitation ont été réduits par l'emploi de stations à courant alternatif, des lignes à hautes tensions et des sous-stations à commutatrices. Malheureusement, l'introduction des appareils synchrones a imposé à l'exploitation des stations centrales un facteur particulièrement sensible aux irrégularités des machines motrices et des appareils de transformations. Néanmoins de grands progrès ont été réalisés pour donner à la continuité du service les plus sérieuses garanties.

Les accidents qui peuvent se présenter dans l'exploitation d'une grande station centrale proviennent soit d'appareils défectueux, soit de fautes ou d'inattention dans les manœuvres, soit d'accidents mécaniques ou d'une intervention extérieure. Ces accidents ne peuvent jamais être évités d'une façon absolument certaine ; dans le cas d'une grande station fournissant du courant continu, ils peuvent être classés en quelques catégories que l'auteur étudie successivement, en prenant pour type la distribution de Chicago, où toutes les lignes à hautes tensions, à 25 périodes, et les lignes à courant continu sont souterraines.

Feeders. — L'auteur rappelle que les anciens tubes d'Edison ont cédé la place, aux Etats-Unis, aux câbles placés dans des conduits ; mais il subsiste encore beaucoup de lignes anciennes. La plupart des accidents dans les lignes sont dus à des courts-circuits dans les boîtes de jonction ; le courant qui alimente un tel court-circuit est limité par la chute entre le défaut et la sous-station. La durée du court-circuit dépend de la résistance du défaut et du fonctionnement des coupe-circuits ; la chute de tension dans les feeders peut-être trop forte pour provoquer ce dernier. D'autre fois, il y aura un coup de feu instantané, n'interrompant pas le service, mais se reproduisant inopinément jusqu'à ce que le défaut ait été réparé.

Lignes de distribution à basse tension. — Ici les courts-circuits sont plus sérieux, mais moins fréquents par suite de la plus faible longueur. Cependant, quand ils surviennent, ils intéressent naturellement une plus grande surface de la distribution que sur les feeders à haute tension.

Sous-stations. — Celles qui alimentent des distributions à courant continu comprennent toujours des commutatrices avec leurs transformateurs et leurs régulateurs de tension. Le côté continu travaille souvent en parallèle avec une ancienne station, au moins aux époques de forte consommation. Une batterie d'accumulateurs, avec éléments de variation, pour donner deux ou trois tensions de décharge est très souvent un auxiliaire important. Toutes les batteries d'une station servent parfois, dans des cas extrêmes ; alors, on se sert pour les charger de survolteurs ou bien on les charge directement au moyen de la commutatrice dont le transformateur et le régulateur ont alors une capacité suffisante pour

obtenir la tension de charge. Même dans une sous-station avec accumulateurs et groupe générateur auxiliaire à vapeur, presque toute la production passe dans la commutatrice. Des précautions spéciales sont donc nécessaires pour assurer la continuité du service, en raison de l'importante surface de la distribution qu'un accident intéresserait.

Les commutatrices peuvent supporter une surcharge énorme avec une très faible chute de tension, aussi des courts-circuits acquièrent-ils une violence extraordinaire, à moins qu'on ne puisse les séparer très rapidement des lignes à courants continu et alternatif.

Ces considérations ont conduit à commander chaque commutatrice au moyen d'un tableau spécial avec interrupteurs à huile commandés à distance, et à leur donner à chacune une ligne de transmission séparée. Ce dispositif n'empêche pas d'ajouter des arrangements qui permettent le fonctionnement en quantité, s'il est nécessaire. La figure 1 donne un schéma d'une semblable installation effectuée en 1902, à Chicago. Il y a douze commutatrices de 500 kilowatts, disposées en trois groupes de quatre ; chaque groupe a sa ligne de haute tension propre, et fournit du courant continu à une section spéciale du tableau.

Toutes les connexions et appareils de chaque groupe jusqu'à la sortie sont logés dans des locaux séparés.

Sur chaque commutatrice est branchée un coupe-circuit à courant continu commandé par une bobine de déclenchement de 125 volts. Un régulateur à force centrifuge placé sur l'arbre en ferme le circuit et coupe le courant de la commutatrice quand cette dernière tend à s'emballer. Un disjoncteur coupe également le circuit quand le courant emprunté aux barres du tableau à courant continu dépasse une certaine limite.

Les interrupteurs à huile de chaque commutatrice ou de chaque groupe sont munis de systèmes de déclenchements en cas de surcharge, mais fonctionnant seulement en cas d'accident grave ; il en est de même des commutateurs de liaison des divers groupes.

Systèmes de transmission. — Dans la plupart des grandes villes, les systèmes de transmission fonctionnent à 25 périodes, et à des tensions de 6 600 à 13 000 volts. Ces lignes avec leurs jonctions, leurs extrémités, leurs interrupteurs ou

coupe-circuits à huile, constituent un réseau de plus en plus complexe. Comme un accident sérieux survenant à un point d'un système comprenant presque exclusivement des appareils synchrones affecte nécessairement tout l'ensemble il y a matière à réflexion, d'autant plus que pour beaucoup de consommateurs les plus importants la continuité du service est une question vitale. Beaucoup d'ingénieurs ont concentré leur atten-

tion sur les câbles de hautes tensions et ont, dans quelques cas, réussi à faire du réseau de transmission l'élément de l'exploitation présentant le plus de garanties de sécurité ; mais le défaut inhérent à ces réseaux à haute tension avec leurs appareils synchrones consistera toujours dans le défaut d'élasticité.

L'expérience en a été faite à Chicago où une ligne de 2 250 volts, à 25 périodes a été mise en

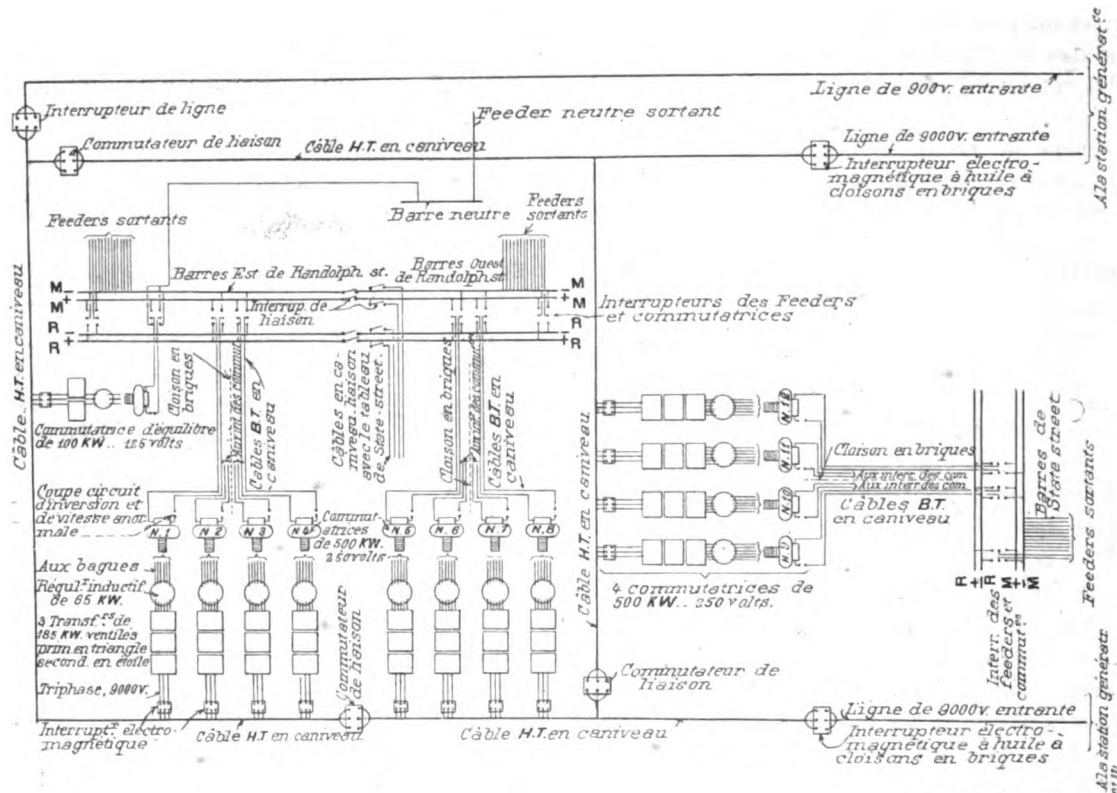


Fig. 1.

service, vers 1897, pour alimenter des commutatrices. Depuis lors, la tension a été deux fois doublée.

La première ligne de 5,6 km, alimentait une sous-station de 200 kilowatts. Le réseau à haute tension actuel (fig. 2), en automne 1903, est de 96 km, alimente 19 sous-stations comprenant à peu près 24 000 kilowatts en commutatrices et 4 000 kilowatts en moteur-générateurs en vue du changement de fréquence. En 1902, la tension a été portée à 9 000 volts. L'expérience a indiqué maints perfectionnements à réaliser.

Jusqu'à présent, le système a été alimenté uniquement au moyen de transformateurs élé-

vateurs connectés en triangle et excités par les génératrices à double courant. L'effet de capacité des lignes s'est révélé tel que, à la moindre terre sur une des phases, il se produisait une élévation de tension inadmissible et la mise hors de service d'une partie plus ou moins grande du système. La mise à la terre du point neutre de ce système a, jusqu'à présent, donné pleine satisfaction.

Quand on a installé les génératrices triphasées, de 9 000 volts, en étoile, le centre de l'étoile a été mis à la terre également. Presque tous les câbles installés depuis deux ans sont formés de trois conducteurs de 65 mm², recouverts indi-

viduellement d'une épaisseur de papier de 4,7 mm, l'ensemble recevant une couche de 3,2 mm. Le plomb a 3,1 mm.

Les systèmes de l'appareillage des extrémités ont une grande importance ; tous les types de fusibles et d'interrupteurs dans l'air ont été abandonnés ; les manœuvres principales se font toutes

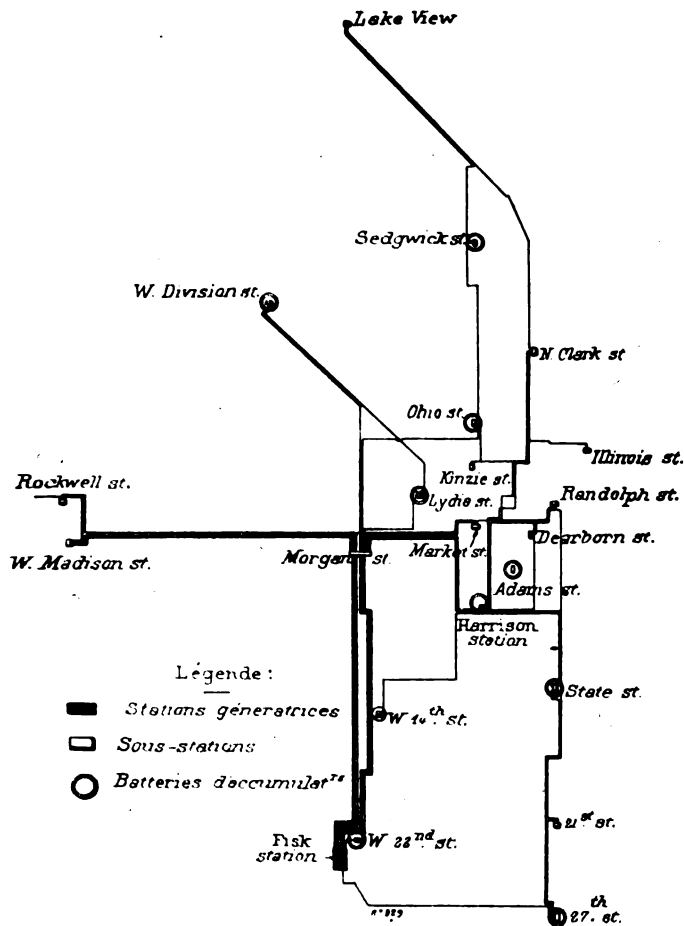


Fig. 1.

dans l'huile. Pour la confection des joints et des extrémités, on fait d'abord les joints isolément, on les entoure de papier et ce n'est qu'après que le plomb est mis en place ⁽¹⁾.

On remplit ensuite le manchon en plomb d'une composition *ad hoc*. Le procédé de remplissage est appliqué de telle façon que toute humidité est expulsée.

⁽¹⁾ Il s'agit ici d'un manchon en plomb qui se soude sur les extrémités du plomb des câbles pour enfermer le joint.

(N. d. T.)

Le trajet des lignes est choisi de façon que les câbles aboutissant à une même sous-station suivent autant que possible des voies différentes, ou, soient au moins placés dans des groupes de conduits différents. — Les systèmes de conduit et de regards ont reçu des soins spéciaux. Les jonctions entre lignes aériennes et souterraines sont évitées autant que possible ; quand on ne peut s'en dispenser, on isole les lignes aériennes par l'intermédiaire d'un transformateur.

Génératrices, machines motrices et accessoires. — La nécessité de la mise en parallèle, en vue d'une exploitation économique, s'impose encore en mainte occasion. L'emploi d'unités plus puissantes et moins nombreuses, dont l'usage se développe de plus en plus, a rendu encore plus nécessaire la marche en parallèle d'une grande fraction de la station dont le fonctionnement est de plus en plus dépendant de chacune des unités. De telles stations, pense l'auteur, sont encore engagées dans une période de transition critique. Tout accident important au système générateur intéresse toute la distribution : il arrive même qu'on ne saurait sans inconvénient sectionner les génératrices en deux groupes dont l'un pût suffire au service. L'augmentation du nombre des unités est évidemment la seule solution de ces difficultés.

Le bon fonctionnement des groupes générateurs dépend beaucoup du personnel qui le conduit ; cela est vrai de tout appareil, mais particulièrement des grandes unités accouplées à une ou deux machines à vapeur et marchant en parallèle sur un transport d'énergie.

Avec une disposition des barres du tableau, des lignes à haute tension et de l'appareillage des sous-stations tel qu'il est figuré ci-contre (fig. 3), les unités génératrices peuvent fonctionner d'une façon indépendante l'une de l'autre et la charge peut être altérée dans une certaine mesure dans les sous-stations ayant quatre unités ou davantage en service. On peut supprimer une commutatrice, la porter sur un autre groupe générateur ou une autre station et la remettre en charge. Mais au moment des fortes charges, cette manière de reporter le débit d'une unité sur un autre peut devenir une source d'accidents par suite de fausses manœuvres.

A ce point de vue, un moteur à rendement à peu près constant quelle que soit la charge, tel

que la turbine à vapeur, constitue un avantage marqué; le déplacement du débit devient alors sans objet.

Les appareils auxiliaires, et surtout les condenseurs, sont aussi une source d'accidents. Le « collage » des pompes, les chutes du vide se sont rencontrés dans la plupart des stations; ici encore, l'auteur recommande la simplicité des

chaufferie sont rares dans une bonne installation actuelle; l'appareillage des stations se perfectionne constamment, de sorte que l'attention du chef de station doit se porter de plus en plus sur l'approvisionnement et la manipulation du combustible; on comprendra toute l'importance de ces problèmes, quand on constate combien une station qui consomme de 2 500 à 3 000 tonnes de houille par jour est à la merci d'un retard ou d'une interruption dans cet approvisionnement.

Conditions générales. — Comme première conclusion aux remarques précédentes, l'auteur estime que la substitution des convertisseurs asynchrones aux commutatrices s'impose parfois; les appareils de la sous-station seront alors moins influencés par les variations des machines motrices et les fluctuations du débit dues à un court-circuit ou à toute autre cause.

L'auteur reconnaît d'ailleurs que ces convertisseurs-asynchrones avec leurs accessoires reviendraient de 15 à 25 p. 100 plus cher que le système actuel, que le rendement est de 3 à 5 p. 100 plus faible et que leur facteur de puissance des commutatrices est évidemment meilleur. Mais, dans certains cas, comme, par exemple, lorsque un grand nombre de convertisseurs doivent être alimentés par une ligne à haute tension unique et sujette à des fluctuations ou des

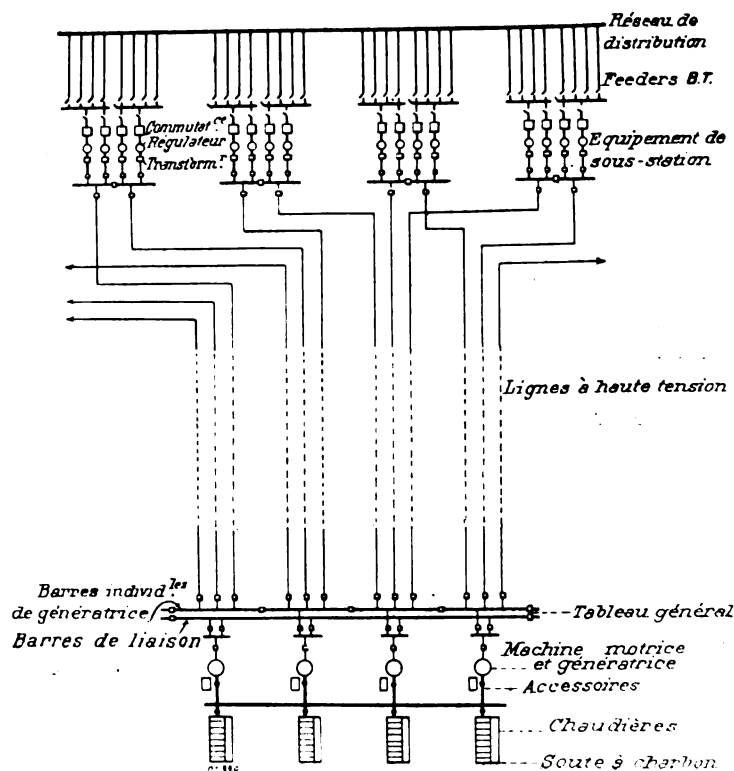


Fig. 3.

dispositifs et l'indépendance des appareils des divers groupes.

Production de la vapeur. — En général, les chaudières sont placées dans un local unique; en cas de rupture d'un tube de chaudière ou d'un tuyau de vapeur, ce local est instantanément rempli de vapeur et toute manœuvre devient très difficile. Aussi, s'est-on décidé à répartir les chaudières en plusieurs locaux ou étages différents et à employer des dispositifs qui permettent de manœuvrer des robinets de vapeur depuis la salle des machines. On a même poussé ces mesures de précautions jusqu'à loger dans une salle différente la chaudière de chaque groupe générateur.

Les interruptions de service provenant de la

interruptions fréquentes, le moteur asynchrone est certainement préférable.

Dans la grande majorité des cas, aussi bien pour l'éclairage que pour la traction, la commutatrice donne plus de satisfaction et coûte moins cher; les difficultés inhérentes à son emploi peuvent être réduites en sectionnant suffisamment les unités.

Une autre conclusion que tire l'auteur de cet examen, c'est que la capacité électrostatique des câbles à haute tension limite l'étendue du réseau. Sur les 96 km du réseau à 9 000 volts triphasés de Chicago, le courant de charge calculé est d'environ 16 ampères. L'auteur prévoit que l'extension croissante de ce réseau arrivera à rendre précaire une isolation amplement

suffisante jusqu'à présent; un court-circuit alimenté par plusieurs unités puissantes en parallèle ne saurait plus, dans un avenir prochain, être coupé par les appareils à huile actuels.

Dans un système destiné à une extension rapide, il est aisé de prévoir un sectionnement suffisant. Entre le stock de combustible et les branchements d'abonnés, les dépenses d'installation du système peuvent être réparties comme suit :

Station centrale . . .	35 à 45 p.	100
Transport d'énergie . .	3 à 6	»
Sous-stations	10 à 15	»
Distribution	40 à 38	»

Les prévisions pour le sectionnement n'augmenteront les dépenses d'établissement et d'exploitation ni dans les sous-stations ni dans la distribution; leur influence sur le transport d'énergie et les lignes de transmission ne modifieront que très peu les dépenses d'ensemble.

L'étude des stations centrales indique des différences sensibles dans le coût des constructions. En prenant le volume des bâtiments de six grandes stations modernes, on trouve que les magasins de charbon en occupent environ 6 à 10 p. 100 que, pour l'ensemble des bâtiments, il faut compter de 2,3 à 5,5 m³, et 0,088 à 0,23 m³ par kilowatt de capacité moyenne. L'encombrement de la chaufferie pour les mêmes stations varie de 1,5 à 3 m³ par cheval moyen à la chaudière, et celui de la salle des machines de 0,92 à 2,07 m³ par cheval moyen. Pour les chaudières, l'encombrement varie surtout avec la disposition des appareils, tandis que pour les machines, il dépend beaucoup du type adopté. Ainsi, pour des groupes à turbines verticales, les chiffres précédents peuvent être réduits de moitié. Mais la tendance actuelle est de prévoir des dégagements et des espacements considérables entre les divers appareils à haute tension; le sectionnement, en simplifiant beaucoup les connexions n'entraînera pas un encombrement plus grand.

Le fonctionnement indépendant des unités génératrices, tout en réduisant les chances d'interruption dans un rayon étendu, aura l'inconvénient, en cas de court-circuit, de faire fonctionner les coupe-circuit à huile et, en supprimant la charge brusquement sur la machine, de lui imposer des efforts anormaux. Cet inconvénient n'existe pas si, comme il est indiqué dans

la figure 3, chaque unité alimente au moins deux sous-stations.

Les lignes de transmission doivent être équipées à chaque extrémité de coupe-circuits à huile ouvrant le circuit automatiquement en cas de surcharge. Si c'est le groupement indépendant qui est adopté, et s'il existe des dispositifs à temps sur le contrôle de surcharge, la quantité d'énergie envoyée au court-circuit, non seulement arrêtera la machine, mais provoquera le fonctionnement des coupe-circuits de toutes les commutatrices alimentées par l'unité considérée. Dans le cas de la figure 3, la station étant en pleine charge, cette éventualité entraîne une surcharge de 50 p. 100 sur le reste des commutatrices, dans chaque sous-station, alimentées par trois unités génératrices différentes, 100 p. 100 de surcharge sur celles alimentées par deux unités, et une mise hors de service complète des petites sous-stations alimentées par le seul groupe considéré. Il résulte une baisse de tension du côté continu, sans autre accident.

Si, au contraire, tout le système fonctionne en parallèle, une énergie considérable sera fournie par la station jusqu'à ce que les disjoncteurs à temps de la station et les coupe-circuits d'inversion de la sous-station aient fonctionné. Les conséquences sont ici plus graves : il y aura en effet des fluctuations sérieuses de tension sur tout le système, jusqu'à ce que la ligne soit ouverte aux deux extrémités, plusieurs machines seront coupées et, dans quelques cas, tout le système de transmission sera arrêté.

Pendant les heures de faible consommation, le système de transmission sera naturellement divisé en un plus petit nombre de portions ou peut-être fonctionnera-t-il tout entier en parallèle. En cas d'arrêt des unités génératrices, la capacité des batteries d'accumulateurs sera toujours très grande par rapport à la charge et il n'y aura pas de chute de tension sérieuse.

Le fonctionnement convenable de systèmes puissants exige un personnel compétent et expérimenté. La mise en service ou la sortie d'une unité doit comprendre un ensemble de manipulations bien défini, sur lesquelles il ne puisse y avoir de confusion.

En résumé, l'auteur conclut que toute station centrale moderne doit être construite en vue d'un fonctionnement, sinon indépendant, du moins sectionné des unités. Dans les très gran-

des stations, les groupes indépendants, depuis les soutes à charbon jusqu'au réseau de distribution, doivent être effectivement isolés de façon à rendre impossible une interruption totale. La question des groupements indépendants, par sections ou en parallèle aux heures de faible charge, dépend des conditions particulières à chaque cas. Le grand point est de maintenir un coefficient de sécurité uniforme et satisfaisant en tous les points du système. Le fonctionnement indépendant et même le sectionnement implique un léger sacrifice dans les frais d'exploitation; mais il comporte des garanties au point de vue de la sécurité et de la continuité du service qui, dans les très grandes distributions, doivent primer toute autre considération mais qui finalement se résument, elles aussi, en une économie sérieuse. P.-L. C.

Propriétés et applications du sélénium, par W.-J. Hammer. *Transactions of Am. Inst. of El. Engineers*, t. XX, p. 582-603, mai 1903.

Dans cette communication, l'auteur résume les applications industrielles qui ont été faites de la propriété de cette substance de changer de résistance électrique sous l'influence de la lumière ⁽¹⁾.

⁽¹⁾ Ce corps a été découvert par Berzélius en 1817, comme sous-produit de la distillation de l'acide sulfurique et des pyrites; son nom lui vient de ses caractères le rapprochant du tellure (*τελλουρ*, lune); son poids atomique est 79,5; la densité des cristaux est de 4,788, et sa densité de vapeur à 1418° C. est de 5,68. C'est un métalloïde analogue au phosphore, au soufre et au tellure. Fondu à 212° C. et refroidi rapidement, il se prend en une masse brune, amorphe, à cassure conchoïdale. Dans cet état, il a une résistance d'isolement élevée; mais à partir de 100° C. il est faiblement conducteur, la conductibilité croissant avec l'intensité et la direction du courant. Il est inodore et sans saveur. Fortement chauffé, il émet des vapeurs rouges très délétères.

On le trouve dans le commerce à l'état vitreux, ayant l'aspect de cire à cacheter noire; il en existe un état allotropique sous forme de poudre rouge brique instable à 80° ou 100° C. Pour l'obtenir à l'état cristallin sous lequel il est employé en électricité, il faut le maintenir entre 100° et 200°; il se transforme alors en une substance dure de couleur d'ardoise et d'aspect métallique. A cet état, il est opaque sous la plus faible épaisseur. On l'emploie beaucoup aujourd'hui pour la coloration du verre.

En 1851, Hittorf découvrit l'influence de la température sur ce corps; mais ce n'est qu'en février 1873, que Willoughby Smith annonça l'abaissement de résistance à la lumière. Depuis cette époque, les propriétés ont été étudiées par Bidwell, Gilday, Ross et Sale, Draper et Moss, Hittorf, Adams et Day, Ayrton et Perry, W. C. et Werner Siemens, Mercadier, Frith, Minchin, Ruhmer, Webb, Bell et Tainter, etc.

Il y a à peu près 20 ans que Graham Bell construisit son radiophone dont l'orateur donne la description et qui ne transmettait le son qu'à une très faible distance.

En 1898, le professeur Simon, de l'Université de Göttingen, découvrit l'arc parlant, en connectant le circuit de la lampe avec le secondaire d'une bobine dont le primaire était relié à un transmetteur à charbon et une batterie, on percevait quelques faibles sons, mais avec un microphone à charbon convenable, les sons furent reproduits avec une grande intensité. L'arc put aussi être employé avec des récepteurs téléphoniques. Puis, on trouva que la pile du transmetteur était inutile et qu'un shunt placé sur l'arc peut être employé avec le transmetteur et une résistance. On remplaça ensuite cette résistance par une pile, et on plaça dans le circuit de l'arc une bobine de self-induction qui laissait passer le courant continu de l'arc, mais arrêtait les ondes provoquées par le transmetteur microphonique. Ce dernier peut aussi être placé en dérivation sur la bobine de réaction dont la résistance doit alors être établie en conséquence; on peut alors se dispenser du rhéostat employé avec la batterie ⁽¹⁾.

On a trouvé que les tubes à vides, les lampes à vapeurs de mercure se prêtent également à la transmission des sons. Pour expliquer ces phénomènes, on a émis l'hypothèse que des variations de température de l'arc résultaient des variations de courant, et de là des contractions et des dilatations dans le volume des gaz de l'arc.

Les expériences les plus étendues et les plus réussies ont été faites sur l'arc parlant par E. Ruhmer, de Berlin, qui l'a employé, avec son élément au sélénium, pour la création de son système de téléphonie sans fil. Cet opérateur est arrivé à transmettre la parole sur un faisceau lumineux, à plus de 16 km. Son élément avait une résistance variable entre 120 000 ohms dans l'obscurité et 600 ohms à la lumière solaire. On fait des éléments dont la résistance est de 2 000 jusqu'à 500 000 ohms dans l'obscurité, et

⁽¹⁾ M. Duddel place dans le secondaire un condensateur qui empêche le courant de l'arc de pénétrer dans la bobine; avec un condensateur de 3 à 5 microfarads, on arrive aussi à compenser la différence de phase due à la self-induction.

qui est diminuée de 5 à 20 fois à la lumière ⁽¹⁾.

L'orateur décrit les divers éléments au sélénium, de Bidwell, Giltay, Webb, Clausen et Bronck, Mercadier, etc. Les plus remarquables sont ceux de Fritts et de Ruhmer. Le premier consiste en une plaque de zinc ou de laiton, sur laquelle on étend une couche de quelques centièmes de millimètre de sélénium, qui forme avec la plaque un alliage très adhérent. Sur cette couche on applique une feuille mince d'un conducteur transparent, généralement de l'or, mais l'argent et le platine conviennent aussi. Les deux faces de l'élément sont reliées au circuit électrique.

L'appareil de Ruhmer constitue un important perfectionnement, par sa stabilité et sa sensibilité. Cet inventeur emploie deux fils de cuivre enroulés en spirale autour d'un cylindre de porcelaine, qui, après application de la couche de sélénium, est enfermé dans un globe où l'on a fait le vide et que l'on fixe sur un pied que traversent les fils de prise de courant. Dans un autre modèle, Ruhmer emploie deux fils de platine enroulés sur un cylindre en verre.

Ces appareils sont, en général, très hygros-

(1) Ces éléments se préparent le plus souvent en enroulant deux longueurs de fil de cuivre, laiton, maillechort ou platine, placées parallèlement à égale distance, sur une plaque d'ardoise, de verre, de mica ou de porcelaine; le sélénium fondu à 120° C. est ensuite étendu sur la couche de fils et forme une isolation entre les deux longueurs.

Un autre procédé consiste à placer la plaque sur laquelle sont enroulées les deux longueurs sur une plaque de laiton recouverte d'une feuille de mica; le tout est porté sur une flamme de bec Bunsen. On répand du sélénium en poudre vitreuse sur les enroulements et quand il fond, on l'étend avec une spatule en mica. M. Bidwell attache une grande importance à la température; si cette dernière est trop faible, il se forme des masses cristallines et si elle est trop élevée, le sélénium se prend en gouttelettes qui sont aussi difficiles à étaler que du mercure. La température la plus convenable est de 217° C. Quand on a obtenu une surface bien uniforme, l'élément est porté sur une plaque épaisse de laiton où il se refroidit rapidement, et le sélénium devient noir et luisant. On baisse la flamme du Bunsen pour obtenir une température de 170° C sur la plaque de laiton sur laquelle se trouve l'élément jusqu'à ce qu'il ait pris une coloration gris foncé. On élève alors peu à peu la température jusqu'à ce que des signes de fusion se présentent sur les bords; on éloigne rapidement le brûleur à ce moment, on laisse refroidir, puis on remplace le brûleur et on maintient pendant quatre ou cinq heures une température de quelques degrés inférieure à la température de fusion. On baisse alors graduellement la flamme toutes les heures jusqu'à extinction, en faisant subir au sélénium une sorte de recuit.

copiques, et l'orateur considère comme un grand progrès de les avoir placés dans le vide; la forme cylindrique les rend aussi aptes à recevoir la lumière dans toutes les directions.

Le sélénium possède la propriété remarquable de recouvrer très rapidement sa résistance primitive quand on le soustrait à la lumière; et cette propriété est amplement démontrée par le son perçu dans un téléphone quand on place l'élément derrière un disque perforé devant lequel se trouve une source de lumière.

Comme applications, l'orateur cite des transmetteurs téléphoniques à flamme d'acétylène et l'emploi de l'élément au sélénium pour la commande à distance au moyen de relais. Dès 1886, l'orateur a suggéré l'idée de commander l'allumage et l'extinction de l'éclairage public au moyen d'un élément au sélénium. et d'un relai qui entreraient en fonction à la tombée de la nuit et au lever du jour. A propos du « *thermite* » découvert par Goldschmidt ⁽¹⁾, l'auteur rappelle que cette substance est employée actuellement à la soudure de grosses pièces de fer et à la préparation du manganèse, du chrome, du ferro-titane, etc. Il est possible à un cambrioleur d'emporter sur lui une quantité de thermitite suffisante pour pratiquer très facilement un assez gros trou dans un coffre-fort. On fabrique, en Allemagne, une substance dite « *antithermite* » qui arrête cette réaction et qui peut être introduite dans le revêtement des coffres-forts. L'auteur trouverait plus simple de placer un élément au sélénium à l'intérieur ou au voisinage des coffres-forts, de sorte qu'un relai ferait fonctionner un avertisseur soit sous l'influence de la réaction du thermitite, soit sous celle de la lumière d'une lanterne sourde.

Une autre application intéressante est due à Ruhmer qui a proposé d'employer le sélénium à l'allumage et à l'extinction des bouées lumineuses de Pintsch ⁽²⁾.

L'orateur décrit enfin le « *photographophone* »

(1) Cette substance consiste en un mélange d'oxyde de fer (limaille de fer oxydée) et d'aluminium en poudre. Si on ajoute un peu de baryum et de magnésium en poudre, il se produit une réaction intense et une température d'environ 3 000° C., l'équivalent mécanique d'un kilo de thermitite est évalué à 1 273 kilowatts-seconde ou 116 226 kilogrammètres.

(2) Ces bouées sont éclairées par du gaz comprimé qui

de Ruhmer, l'appareil scientifique le plus curieux, dit-il, qu'il ait jamais pu voir. Ce dernier consiste en une boîte contenant un film, analogue à ceux des cinématographes, et se déroulant avec une grande vitesse sous l'action d'un moteur électrique. A l'avant de la boîte est logée une lentille cylindrique de la grosseur du petit doigt et, à une petite distance, se trouvent une lampe à arc et un téléphone. Les sons frappant le transmetteur téléphonique provoquent des ondulations de courant qui se superposent au courant de l'arc et produisent des variations correspondantes de lumière. Ces variations se reproduisent dans le faisceau de lumière qui traverse la lentille cylindrique et dans l'impression du film sensibilisé. En développant ce dernier, on voit une série de raies transversales parallèles, qui constituent un véritable cliché photographique des sons reçus par le transmetteur.

Ces raies sont d'autant plus rapprochées que la hauteur du son correspondant est plus grande, comme le montre les figures qu'en donnent les « Transactions ». En replaçant la bande dans la boîte, et en déroulant la bobine dans le même sens, la lampe à arc éclaire maintenant d'une façon uniforme les raies de la bande, mais suivant la transparence de ces dernières, une quantité de lumière plus ou moins grande tombe sur l'écran au sélénium placé au fond de la boîte; un récepteur téléphonique connecté à l'écran répètera la conversation ou les sons primitifs.

M. Bidwell a également réalisé un appareil pour reproduire l'écriture ou le dessin à distance, en combinant les propriétés du sélénium avec celles du télégraphe chimique.

Beaucoup d'inventeurs ont cherché à résoudre le problème de la transmission des images à distance; les appareils variés qui ont été imaginés et qu'on a appelés télescope, téléphoto, télectroscope, téléphotographe, etc., ne sont pas entrés encore dans la pratique.

leur permet de durer de un mois à un an, mais on a été jusqu'ici obligé de laisser allumer jour et nuit. La lumière du jour agissant sur un élément au sélénium provoquait l'extinction de la bouée, au moyen de relais et de mécanismes aisés à imaginer.

Beaucoup d'autres ont indiqué l'application des propriétés du sélénium aux mesures photométriques. M. Fritts a suggéré l'idée d'un écran photométrique sensible aux diverses couleurs, en couvrant la couche de sélénium d'une mince feuille d'or, qui ne transmet que les radiations vertes, une feuille d'argent pour les radiations bleues, etc.; cet inventeur estime qu'une feuille mince d'un solide conducteur et transparent qui transmettrait toutes les radiations ferait de l'écran au sélénium le meilleur étalon photométrique, attendu qu'il débarrasserait les mesures photométriques de la complication qu'y introduisent les diverses colorations de la lumière ⁽¹⁾.

En 1891, le professeur Barnard a employé l'écran au sélénium pour la découverte automatique des comètes, et Minchin s'en est servi sur une grande échelle pour ses recherches astronomiques.

L'orateur décrit un diagramme qui lui a été envoyé par Ruhmer et qui montre les observations faites, pendant une éclipse, avec un écran au sélénium, par un temps couvert qui rendait impossible l'observation ordinaire ⁽²⁾.

P.-L. C.

(1) Crookes a enduit les ailettes de son radiomètre avec du sélénium d'un côté et avec de l'acide chromique de l'autre. Il a trouvé que la lumière blanche du spermacéti repousse le sélénium, tandis que la lumière jaune de la cire repousse le chrome; ce qui traduit par un mouvement tangible les pouvoirs relatifs d'absorption des diverses substances pour des radiations de différentes réfrangibilités.

(2) Le sélénium se trouve dans la lave du Vésuve et à l'état de sulfure dans l'île Lispari. On en trouve aussi en Norvège et dans les pyrites de fer. En Suède et au Chili, on le rencontre dans certains minerais sous forme de sélénure double de cuivre et d'argent, dans les montagnes du Hartz, sous forme de sélénure de plomb, etc., etc. Quoique répandu un peu partout à la surface du globe, on ne le trouve jamais qu'en très petites quantités et rarement à l'état natif. On le classe parmi les métaux rares. Les cristaux chimiquement purs de sélénium reviennent à 5 fr environ le gramme, mais le sélénium du commerce ne coûte que 0 fr 50 le gramme. L'orateur renvoie pour les autres propriétés de ce corps, à une étude parue dans le *Journal of Chem.*, juin 1900 et intitulé « Formes allotropiques du sélénium » par A.-P. Saunders.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Electrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'Ecole centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'Ecole des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

LA RADIOACTIVITÉ DE LA MATIÈRE (suite)

II. — NOUVELLES SUBSTANCES RADIOACTIVES

Il était naturel de penser que les propriétés radiantes n'étaient pas l'apanage exclusif de l'uranium. Aussi plusieurs savants ont-ils cherché à reconnaître si d'autres corps présentent des propriétés analogues à celles de l'uranium et en 1898 M. Schmidt d'une part, M^{me} Curie d'autre part, observèrent presque simultanément que le thorium et ses divers sels possèdent la radioactivité. En mesurant l'intensité du courant que le rayonnement provoque dans l'air ionisé, on reconnut ⁽¹⁾ que le rayonnement du thorium est du même ordre de grandeur que celui de l'uranium, mais qu'en outre il possède quelques différences avec ce dernier : tandis que pour les composés de l'uranium l'épaisseur de la couche active a peu d'influence, ce qui prouve une absorption des rayons uraniques par la matière qui les émet, pour les composés du thorium, l'épaisseur de la couche employée a une action considérable, et le phénomène n'est régulier que si l'on emploie une couche active mince (0,25 mm par exemple ⁽²⁾). Si la couche est épaisse, l'activité des sels de thorium présente des variations dont la cause est due à l'« émanation », phénomène que nous étudierons plus loin. Les rayons émis par l'oxyde de thorium en couche épaisse sont plus pénétrants que ceux qu'il émet en couche mince, et plus pénétrants aussi que les rayons de l'uranium.

La méthode employée par M^{me} Curie pour mesurer la radioactivité consiste à évaluer en unités absolues l'intensité du courant provoqué par l'ionisation, en recevant ce courant dans un électromètre : l'aiguille de cet appareil est maintenue au zéro par la création

⁽¹⁾ Schmidt Wiedemann, *Annalen*, t. LXV, p. 141. M^{me} Curie, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXVI, p. 1101, 12 avril 1898.

⁽²⁾ M^{me} Curie, thèse, p. 14.

progressive d'une charge de signe contraire. Cette charge compensatrice est produite en soulevant peu à peu le poids tenseur d'un quartz piézo-électrique. La connaissance du poids tenseur permet de déterminer la quantité d'électricité libérée et le rapport de cette quantité au temps pendant lequel l'aiguille a pu être maintenue au zéro donne la valeur du courant.

Par cette méthode M^{me} Curie a étudié l'activité de divers composés de presque tous les corps simples, de divers corps rares, de roches et de minéraux et a constaté que tous les corps qui se montraient actifs contenaient soit de l'uranium, soit du thorium ⁽¹⁾. Parmi ces corps, certains minéraux d'uranium, des échantillons de chalcrite et de pechblende étaient notablement plus actifs que l'uranium métallique, tandis que la chalcrite préparée artificiellement était, comme tous les sels d'uranium, moins active que l'uranium métallique. Ayant vérifié que l'activité accompagne l'atome d'uranium dans ses diverses combinaisons, M. et M^{me} Curie attribuèrent à des corps actifs inconnus l'activité exceptionnelle de la chalcrite naturelle et de la pechblende et ils entreprirent d'isoler ces corps hypothétiques.

Toute propriété atomique d'un corps pouvant servir à en rechercher la présence, l'étude de la radioactivité, seul caractère connu des corps qu'on cherchait à isoler a constitué une méthode nouvelle d'investigation.

Après chaque séparation chimique effectuée, on mesure la radioactivité de tous les produits obtenus et on voit ainsi si la substance radioactive est restée intégralement avec l'un d'eux ou si elle s'est partagée entre eux, et dans quelle proportion.

Les nouvelles substances radioactives furent retirées de la pechblende de Joachimsthal. On en sépara d'abord un produit intimement associé au bismuth, et 400 fois plus actif que l'uranium, à surface égale, pour ioniser l'air : ce produit fut appelé *polonium* ⁽²⁾. Quelques mois plus tard, on obtint un corps nouveau, le *radium* qui accompagne le baryum dans ses réactions chimiques ⁽³⁾. La pechblende permit de préparer un troisième corps, l'*actinium* ⁽⁴⁾ qui n'a pu, jusqu'à présent, être séparé du thorium. Plus récemment, M. Giesel ⁽⁵⁾ d'une part, MM. Hoffmann et Strauss ⁽⁶⁾ d'autre part ont annoncé l'existence probable d'une substance radioactive unie au plomb.

Parmi tous ces produits, le radium seul a été jusqu'à présent isolé à l'état de sel pur et caractérisé comme élément nouveau.

III. — EXTRACTION DES SUBSTANCES RADIOACTIVES NOUVELLES

On extrait d'abord des minerais d'uranium le baryum radifère, le bismuth polonifère et les terres rares contenant l'actinium. Lorsqu'on a obtenu ces produits on cherche à isoler, pour chacun d'eux, la substance radioactive nouvelle qui y est contenue, par une méthode de fractionnement, méthode tout indiquée pour séparer des corps très voisins ⁽⁷⁾.

Traitement du minerai. — Le minerai est broyé puis grillé avec du carbonate de soude ; l'uranium s'extrait en traitant le produit, après lessivage, par l'acide sulfurique étendu. La

⁽¹⁾ M^{me} Curie, thèse, p. 17.

⁽²⁾ P. Curie et M^{me} Curie, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXVII, p. 175, 18 juillet 1898.

⁽³⁾ P. Curie, M^{me} Curie et G. Bémont, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXVII, p. 1215, 26 décembre 1898.

⁽⁴⁾ Debierne, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXIX, p. 593, 16 octobre 1899, et t. CXXX, p. 906, 2 avril 1900.

⁽⁵⁾ Giesel, *Ber. deutsch. chem. Gesell.*, t. XXXIV, 1901, p. 3775.

⁽⁶⁾ Hoffmann et Strauss, *Ber. deutsch. chem. Gesell.*, t. XXXIII, 1900, p. 3126.

⁽⁷⁾ M^{me} Curie, thèse, p. 26.

solution contient l'uranium et le résidu, autrefois rejeté, contient les corps nouveaux ; son activité est environ quatre fois et demie plus grande que celle de l'uranium métallique.

Le résidu contient des sulfates de baryum, de plomb, de calcium, de la silice, de l'alumine, de l'oxyde ferrique. Il renferme de petites quantités de presque tous les métaux (cuivre, bismuth, zinc, cobalt, magnésium, nickel, vanadium, antimoine, arsenic, thallium, terres rares, niobium, tantale, etc.). Le radium se trouve à l'état de sulfate et constitue le sulfate le moins soluble.

On commence par traiter le résidu par une solution concentrée et bouillante de soude ordinaire qui élimine, sous forme de sulfate de sodium qu'on enlève par des lavages à l'eau, l'acide sulfurique combiné au plomb, à la chaux, à l'alumine ; la dissolution alcaline enlève en même temps du plomb, de la silice et de l'alumine. La partie insoluble, lavée à l'eau, est ensuite attaquée par l'acide chlorhydrique ordinaire qui dissout la plus grande partie de la matière. De cette dissolution on peut retirer le polonium et l'actinium ; le premier est précipité par l'acide sulfhydrique, le second se trouve dans les hydrates que l'ammoniaque précipite dans la dissolution séparée des sulfures et peroxydée. Le radium et le baryum sont restés dans la partie insoluble après le traitement par l'acide chlorhydrique, et s'y trouvent à l'état de sulfates. On lave à l'eau ce résidu insoluble et, afin de mettre ces deux corps en dissolution, on transforme les sulfates en carbonates par l'ébullition de la matière avec une dissolution concentrée et bouillante de carbonate de soude, on lave la matière très complètement à l'eau, puis on l'attaque par l'acide chlorhydrique étendu exempt d'acide sulfurique. Après avoir filtré la solution qui contient le radium, le baryum, ainsi qu'une petite quantité de polonium et d'actinium, on la précipite par l'acide sulfurique. On obtient ainsi un sulfate brut de baryum radifère ayant entraîné un peu d'actinium, et contenant comme impuretés du plomb, du fer et de la chaux.

La solution contient encore du polonium et de l'actinium que l'on peut retirer comme de la première dissolution chlorhydrique.

D'une tonne de minerai on extrait seulement 10 à 20 kgr de sulfate brut, dont l'activité varie entre 30 et 60. On purifie ces sulfates en les faisant de nouveau bouillir avec du carbonate de soude et en les transformant en chlorures. L'hydrogène sulfuré précipite, dans la dissolution obtenue, une petite quantité de sulfures actifs contenant du polonium, et après avoir filtré la dissolution, on la peroxyde par l'action du chlore et on précipite par de l'ammoniaque pure des oxydes et hydrates dont la grande activité est due à l'actinium.

On filtre de nouveau la dissolution ; on la précipite par le carbonate de soude, afin d'obtenir les carbonates alcalino-terreux qui, après lavage, sont transformés en chlorures. Ces chlorures sont évaporés à sec et lavés avec de l'acide chlorhydrique concentré pur. On dissout ainsi presque entièrement le chlorure de calcium alors que le chlorure de baryum radifère reste insoluble.

Une tonne de matière première donne ainsi environ 8 kgr de chlorure de baryum radifère, d'activité 60. C'est ce chlorure que l'on soumet au fractionnement.

Polonium. — Les précipités de sulfures obtenus dans les opérations précédentes en traitant par l'hydrogène sulfuré les diverses dissolutions chlorhydriques doivent leur activité au polonium. Ces sulfures contiennent principalement du bismuth ; ils renferment également du cuivre et du plomb, mais ce dernier métal dont le chlorure est peu soluble, et que d'ailleurs la dissolution sodique a en grande partie éliminé, ne se trouve qu'en faible proportion. De même l'arsenic et l'antimoine sont en quantité très minime dans ces sulfures, car leurs oxydes ont été dissous par la soude. On enlève ces deux corps par un

premier lavage au sulfure d'ammonium, puis après un lavage à l'eau additionnée d'azotate d'ammonium, on traite les sulfures par l'acide azotique étendu. On précipite enfin la dissolution, soit par l'ammoniaque, soit par une grande quantité d'eau. Le cuivre et le plomb restent en dissolution ; dans le cas où l'on précipite par l'eau, un peu de bismuth à peine actif reste également dissous.

On obtient ainsi un précipité d'oxydes ou de sous-azotates que l'on fractionne par des dissolutions successives dans l'acide azotique, suivies de précipitations par l'eau. On réunit les diverses portions en se basant sur leur activité. On a obtenu ainsi du polonium très actif, mais cette méthode de fractionnement présente de grandes difficultés et M^{me} Curie estime que l'on a peu de chances d'isoler le polonium par cette voie, si le polonium est un corps nouveau.

Le polonium présente quelques effets chimiques qui n'ont jamais été observés avec le bismuth, même si ce dernier a été activé par le radium. Ces propriétés particulières sont en premier lieu la formation extrêmement facile des sous-nitrates insolubles, et en second lieu la couleur, parfois blanche, mais généralement d'un jaune plus ou moins vif, et l'aspect du précipité que l'on obtient en ajoutant de l'eau à la solution azotique du bismuth polonifère.

Préparation du chlorure et du bromure de radium purs ⁽¹⁾. — Le chlorure et mieux encore le bromure de baryum radifère se fractionne plus aisément que les oxydes ou les sous-nitrates de bismuth polonifère. M^{me} Curie a obtenu du chlorure de radium pur en utilisant la différence de solubilité des chlorures de radium et de baryum, le chlorure de radium étant le moins soluble. La méthode consiste à soumettre le mélange des chlorures de baryum et de radium à une cristallisation fractionnée dans l'eau pure d'abord, et dans l'eau additionnée d'acide chlorhydrique ensuite. Les premiers cristaux déposés sont les plus actifs.

La méthode est exactement la même pour les chlorures et pour les bromures. M. Giesel a recommandé la séparation du baryum et du radium par cristallisation fractionnée des bromures de préférence aux chlorures. L'emploi des bromures est très avantageux surtout au début du fractionnement.

Le bromure de baryum radifère est dissous dans l'eau distillée à chaud et la dissolution est amenée à saturation à la température de l'ébullition. On la laisse cristalliser par refroidissement dans une capsule couverte. On obtient de beaux cristaux et l'on décante la dissolution saturée surnageante. Les cristaux obtenus sont environ cinq fois plus actifs que le bromure contenu dans cette dissolution. Le bromure est ainsi partagé en deux portions sur lesquelles on recommence les opérations précédentes et on obtient avec chacune d'elles deux nouvelles portions. On a donc alors quatre produits : des cristaux A provenant de la cristallisation de la dissolution qu'on a obtenu en redissolvant les cristaux actifs de la première opération ; une liqueur B provenant de ces mêmes cristaux ; enfin des cristaux C et une liqueur D provenant de la liqueur de la première cristallisation.

Les cristaux A sont les plus actifs ; les cristaux C et le bromure contenu dans la solution B ont sensiblement la même activité. On les réunit ensemble. On se trouve donc avoir trois portions, les cristaux très actifs A, le mélange B et C et la solution D, beaucoup moins active. Ces trois portions sont soumises au même traitement, et après chaque série d'opération la solution saturée provenant d'une portion est versée sur les cristaux provenant de la portion suivante.

On ne laisse pas augmenter indéfiniment le nombre des portions. Quand l'activité de la

(1) M^{me} Curie, thèse, p. 33.

portion la plus soluble est devenue insignifiante, on l'élimine du fractionnement et quand on a obtenu le nombre de portions que l'on désire, on cesse également de fractionner la portion la moins soluble. On élimine donc progressivement, d'une part des produits très peu actifs (à la queue) et d'autre part des produits très riches en radium (à la tête).

A mesure que le fractionnement avance, la quantité de matière devient faible dans chaque portion. La séparation par cristallisation est moins efficace, le refroidissement étant trop rapide et le volume de solution à décanter trop petit. On ajoute alors à l'eau une proportion déterminée d'acide bromhydrique et la proportion d'acide doit croître à mesure que l'opération avance.

L'avantage de cette addition d'acide bromhydrique consiste à augmenter la quantité de dissolution, la solubilité des bromures étant moindre dans l'acide bromhydrique que dans l'eau pure. Cette différence entre les deux fractions d'un même produit est considérable et l'on peut, en employant beaucoup d'acide, effectuer d'excellentes séparations en opérant avec trois ou quatre portions seulement.

La précipitation fractionnée d'une solution aqueuse de chlorure ou de bromure de baryum radifère par l'alcool permet aussi d'isoler le chlorure ou le bromure de radium qui se précipitent les premiers.

Cette méthode offre moins de régularité que la précédente et ne sert plus que pour purifier le chlorure ou le bromure qui contient encore une petite quantité de sel de baryum. Ce dernier reste dans la solution alcoolique légèrement aqueuse et est ainsi éliminé.

Spectre du radium ⁽¹⁾. — Tandis que le polonium et l'actinium, même très actifs, n'ont jamais donné à l'analyse spectrale d'autres spectres que ceux du bismuth et du thorium qu'ils accompagnent respectivement, le radium possède un spectre différent de celui du baryum, ce qui permet d'affirmer l'existence d'un corps nouveau.

Les premiers échantillons de chlorure de baryum radifère très peu actif (50 fois seulement plus actif que l'uranium) montrèrent, en même temps que les raies du baryum, une raie nouvelle de longueur d'onde $\lambda = 381,47$ mm dans le spectre ultra-violet. La concentration fait apparaître d'autres raies nouvelles, et dans le spectre du chlorure extrêmement pur qu'on obtient à la fin du traitement, les raies du baryum ont disparu, sauf les deux raies dominantes qui sont à peine visibles. Le baryum n'est plus dans ce produit qu'à l'état de traces.

Dans la portion du spectre comprise entre $\lambda = 500^{\mu}$ et $\lambda = 350^{\mu}$, Demarçay a observé les raies suivantes. L'intensité de chaque raie est indiquée par un nombre.

λ	482,63	472,69	469,98	469,21	468,30	464,19	460,03	453,35	443,61	434,06	381,47	364,96
Intensité.	10	5	3	7	14	4	3	9	8	12	16	12

L'aspect général du spectre du radium est celui des métaux alcalino-terreux. Ces métaux ont des spectres de raies fortes avec quelques bandes nébuleuses.

M. Giesel ⁽²⁾ a placé dans une flamme un petit fragment de bromure de radium. La flamme prend une coloration carmin et le spectre de flamme du radium contient deux belles bandes rouges, une raie dans le bleu vert et deux lignes faibles dans le violet.

Il est intéressant de remarquer que, pour le radium, la radioactivité est un caractère plusieurs milliers de fois plus sensible que la réaction spectrale. La radioactivité d'un

⁽¹⁾ E. Demarçay, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXVII, p. 1218, 26 décembre 1898, et t. CXXIX, p. 716, 9 novembre 1899.

⁽²⁾ Giesel, *Phys. Zeitschrift*, 15 septembre 1902.

corps peut être mise en évidence quand elle est seulement 0,01 de celle de l'uranium métallique, tandis que la raie principale du radium n'apparaît dans les spectres photographiés que si les produits radifères ont une activité au moins 50 fois plus grande que l'activité de l'uranium.

L'activité du chlorure et du bromure de radium sensiblement purs est environ un million huit cent mille fois plus grande que celle de l'uranium.

Le spectre propre au radium permet de considérer ce corps comme un élément nouveau. L'activité d'un sel de radium après avoir été en croissant à partir du moment où ce corps vient d'être préparé se maintient indéfiniment à une valeur constante comme celle de l'uranium.

On ne peut formuler les mêmes conclusions au sujet du polonium : les produits contenant du polonium n'ont jamais manifesté de raies nouvelles ; d'autre part, M^{me} Curie a reconnu que la plupart des échantillons de polonium perdent très lentement leur activité ; d'autres échantillons semblent au contraire conserver une activité constante. Nous verrons que l'on peut préparer des corps qui possèdent temporairement les propriétés radioactives et les perdent totalement après quelque temps. On peut donc penser que le polonium est du bismuth activé, mais cependant comme il possède quelques propriétés chimiques particulières, dont nous avons parlé plus haut, il est fort possible que le polonium soit un corps nouveau dont l'activité se détruirait spontanément dans certaines conditions et pourrait persister dans certaines autres conditions qui se trouveraient réalisées dans le minerai. Ce corps aurait d'ailleurs une réaction spectrale peu sensible.

Poids atomique du radium ⁽¹⁾. — Le poids atomique moyen des métaux contenus dans le chlorure de baryum radifère va en augmentant à mesure que l'activité des préparations augmente et qu'elles présentent le spectre du radium avec une intensité croissante.

En déterminant le poids atomique d'un chlorure dans lequel le baryum ne semble plus exister qu'à l'état de traces, M^{me} Curie a obtenu des nombres qui tendent vers la valeur 225. D'après ce chiffre le radium viendrait se placer dans le tableau de Mendelœff, à la suite du baryum dans la colonne des métaux alcalino-terreux dont il possède les propriétés chimiques. Il serait sur la rangée qui contient déjà le thorium et l'uranium.

Il est très important de noter que les trois corps simples radioactifs, uranium, thorium et radium sont les corps qui possèdent les poids atomiques les plus élevés. On peut se demander si la radioactivité ne serait pas une propriété atomique fonction du poids de l'atome et qui apparaîtrait à partir d'une certaine valeur du poids atomique. Ainsi le plomb et le bismuth dont les poids atomiques sont respectivement 207 et 210 ne manifestent aucune activité, tandis que le thorium (Th = 233) et l'uranium (Ur = 240) possèdent les propriétés radioactives. On pourrait donc s'attendre à trouver pour le radium un poids atomique supérieur à celui de l'uranium. D'après MM. C. Runge et J. Precht ⁽²⁾ l'étude du spectre d'émission du radium conduit à classer ce corps dans la même colonne que les métaux alcalino-terreux, ce qui est conforme avec ce que nous avons dit. Mais, de plus, il existe entre les lignes spectrales des relations tout à fait analogues à celles que les mêmes auteurs ont établies pour les spectres de divers métaux (Ba, Sr, Ca, Mg, Zn). En se fondant sur la correspondance entre les lignes du radium et celle des autres métaux, correspondance établie par l'observation des intensités relatives dans les flammes et dans les étincelles, et par l'observation du phénomène de Zeeman, MM. Runge et Precht, par

⁽¹⁾ M^{me} Curie, *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, t. CXXIX, p. 760, 13 novembre 1899, t. CXXXI, p. 382, 6 août 1900, et t. CXXXV, p. 161, 21 juillet 1900.

une extrapolation dans une formule *linéaire*, ont attribué au radium un poids atomique égal à 257,8.

La loi dont les auteurs se sont servis est la suivante : dans le spectre de chaque métal, les raies se groupent en plusieurs séries ; dans chaque série la différence entre les nombres de vibrations d'une raie à la suivante est un nombre constant. Ce nombre se trouve être le même dans chaque série, et est par conséquent une constante caractéristique du corps. Le logarithme de cette constante est proportionnel au poids atomique.

Le poids atomique 257,8, s'il devait être adopté, placerait le radium dans le tableau de Mendéléeff, toujours dans la même colonne contenant les métaux alcalino-terreux, mais dans la rangée horizontale au-dessous de celle qui contient le thorium et l'uranium.

Les précautions les plus minutieuses paraissent avoir été prises dans les mesures de M^{me} Curie, aussi bien que dans le travail de MM. Runge et Precht, de sorte que l'on ne peut actuellement décider quel est le nombre qui doit être définitivement adopté.

Caractères des sels de radium. — Les sels de radium, chlorure, bromure, azotate, carbonate, sulfate, récemment préparés ont même aspect que les sels correspondants du baryum, mais ils se colorent avec le temps. Ils ont des propriétés chimiques analogues aux propriétés des sels de baryum, cependant le chlorure et le bromure de radium sont moins solubles que le chlorure et le bromure de baryum ; nous avons vu que cette propriété permet d'opérer la séparation des deux corps.

Les sels de radium sont le siège d'un dégagement de chaleur spontané et continu, sur lequel il y aura lieu de revenir plus loin ; ils sont spontanément lumineux dans l'obscurité sous l'action de leur propre rayonnement.

(A suivre.)

Jean BECQUEREL.

A PROPOS DE LA NOTE DE M. TOMMASI

SUR L'INFLUENCE DE LA LUMIÈRE SUR LA FORMATION DES ACCUMULATEURS AU PLOMB

M. Tommasi a remarqué que la formation de l'électrode plomb et de l'électrode peroxyde était influencée par la lumière, que l'électrode plomb se formait plus vite à la lumière que dans l'obscurité, tandis que l'électrode peroxyde se formait plus lentement dans les mêmes conditions. C'est là un fait très intéressant, mais pas nouveau. J'ai signalé il y a déjà quelques années ⁽¹⁾ l'influence très nette de la lumière diffuse et en particulier de la lumière solaire directe sur les plaques en peroxyde ou sur le plomb peroxydé. Je rappellerai aussi que la A. F. A. G. de Berlin recommanda, dans ses notices d'entretien, de préserver les batteries de l'action de la lumière solaire. Il semble encore que d'autres observateurs aient connu avant moi l'influence de la lumière sur la réduction et l'oxydation de la matière active.

Mes expériences ont été faites de la façon suivante. Une feuille de plomb étant peroxydée par le procédé Planté, je la découpai en trois parties ; l'une d'elles était laissée dans l'obscurité, une autre à la lumière du jour et la troisième à la lumière solaire directe.

(1) E. N. A., Vienne, 1900, p. 68, et C. A. E., Berlin, 1900, n° 14.

Après quelques heures, on remarquait que la couleur du peroxyde, noire d'abord sur les trois morceaux, était notablement modifiée sur les deux morceaux illuminés. A la lumière solaire, le noir était devenu rouge fauve, tandis que la plaquette restée dans l'obscurité avait conservé sa couleur noire. Après plusieurs jours, l'effet de la lumière solaire ou de la lumière diffuse était plus manifeste encore. Les mêmes résultats furent obtenus avec des électrodes peroxyde fraîchement formées.

M. Tommasi dit que, entre les deux accumulateurs qu'il a essayés, l'un à la lumière, l'autre dans l'obscurité, on ne pouvait remarquer de différence appréciable de capacité. Il faut pourtant supposer qu'il y a une différence de capacité, si faible soit-elle. Je crois aussi qu'on remarquerait, par des mesures très précises, que des électrodes soumises à la lumière solaire présenteraient, toutes choses égales d'ailleurs, une force électromotrice quelque peu différente de celle d'électrodes placées dans l'obscurité.

M. U. SCHOOP.

APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ DANS UN CHANTIER

DE CONSTRUCTION NAVALE

L'installation que la compagnie Westinghouse a faite pour la New-York Shipbuilding Company, à Caniden, montre que s'il n'est pas toujours à propos d'introduire l'électricité dans un chantier naval déjà équipé, son emploi dans un chantier nouveau se traduit par de notables avantages.

A l'exception de l'installation de force motrice et de l'atelier de menuiserie, tout l'établissement, qui emploie 4 000 ouvriers, se trouve dans un même ensemble de bâtiments. Les matériaux qui entrent dans les magasins à un bout de l'installation, ne quittent l'usine que comme partie achevée du navire auquel ils sont destinés. Dans un seul bâtiment sont rassemblés tous les matériaux et toutes les machines nécessaires à la construction des plus grands navires. Huit chantiers à fondations de maçonnerie à toits d'acier et de verre, pourvus de grues de 100 tonnes, font pour ainsi dire partie de l'immense bâtiment principal aussi bien que la chambre des machines et celle des chaudières. Depuis le moment où le matériel entre dans les ateliers jusqu'à celui où il en sort, il est constamment transporté par des grues électriques. Une aile spéciale est consacrée au déchargement des wagons. On évite ainsi de couper les planchers par des voies ferrées, de perdre de l'espace pour les garages, d'obstruer les bâtiments de wagons de marchandises et de faire entrer les locomotives dans les ateliers.

C'est surtout dans l'adoption de l'électricité pour la commande de tous les genres de machines-outils que la New-York Shipbuilding Co a fait œuvre nouvelle. Au lieu de borner son équipement électrique aux machines ordinaires, elle en a étendu le domaine et l'a appliqué sous toutes les formes et à toutes les machines. La transmission par arbres a été de cette façon complètement supprimée. Cette installation fournit aussi des exemples de la possibilité d'employer les moteurs électriques pour la commande de lourdes machines-outils que l'on considérait autrefois comme entièrement en dehors du domaine de l'électricité. Tout un système de distribution électrique a dû être étudié parce qu'on avait décidé de s'en remettre à l'électricité pour le fonctionnement de toutes les machines qui jusqu'ici avaient été actionnées par l'air comprimé, par la vapeur ou la force hydraulique. C'est du

reste dans le domaine occupé autrefois par la vapeur et la force hydraulique, que le moteur électrique indique maintenant les plus grands progrès. La force hydraulique a souvent supplanté la vapeur parce que la force motrice fournie par cette dernière varie avec les coups du piston, tandis que la force hydraulique est constante tant qu'elle reste dans les limites de sa portée habituelle. Les variations qui se remarquent dans les machines à vapeur n'existent pas dans les moteurs électriques si le service est bien étudié et le moteur d'une puissance appropriée au travail qu'il a à fournir. La force motrice fournie alors par l'électromoteur est aussi uniforme que celle de la presse hydraulique et il n'y a pas à craindre que le moteur soit dérangé par la gelée.

De plus, l'emploi des moteurs électriques, en supprimant les transmissions, laisse toute la partie supérieure de la salle disponible pour les manœuvres des grues, assure un meil-

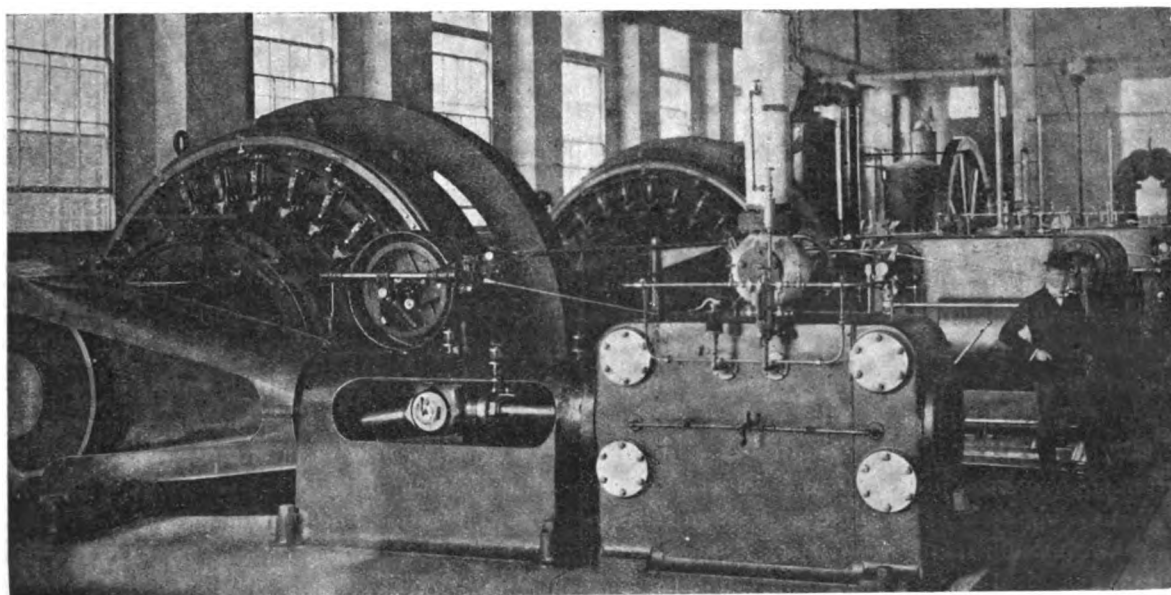


Fig. 1. — Vue intérieure de la Centrale, montrant les générateurs Westinghouse à double courant.

leur éclairage et une meilleure ventilation, surtout, si l'on a soin, comme on l'a fait ici, d'employer des moteurs séparés pour chaque machine. Les machines-outils — autre avantage — peuvent alors être déplacées à l'endroit où on en a besoin, fût-ce d'un atelier à l'autre, si c'est nécessaire. L'étendue et la variété des opérations accomplies par les électromoteurs et les conditions de leur marche, ajoutent un intérêt tout particulier à l'installation de Camden. De plus, les moteurs sont de construction simple et leurs éléments électriques dépourvus de complication. Ils peuvent être suspendus à n'importe quel angle et remisés à des endroits inaccessibles, hors de la portée des ouvriers. Le seul soin exigé et la seule surveillance nécessaires consistent dans le renouvellement de l'huile de graissage.

Les moteurs triphasés employés à Camden peuvent démarrer par la simple connexion avec le circuit au moyen d'un interrupteur ordinaire. Les moteurs de forte taille sont mis en marche à des voltages réduits. L'appareil de démarrage peut être séparé du moteur. Le cas se présente fréquemment dans les locaux saturés de gaz inflammables ou bien lorsque les moteurs sont suspendus à des plafonds ou installés dans des endroits peu accessibles.

...

L'emploi de l'électricité a aussi permis de placer l'installation de vapeur dans un bâtiment séparé et d'éviter ainsi aussi complètement que possible tout danger d'incendie. Enfin, la possibilité de munir certaines grues de levage de puissants électro-aimants permet de gagner du temps et d'éviter davantage le danger de voir se détacher les pièces pendant le transport. Au lieu d'employer une demi-douzaine d'ouvriers pour lever les pièces avec des leviers, tandis que l'on glisse une chaîne au-dessous et, après avoir déplacé la pièce, de retirer la

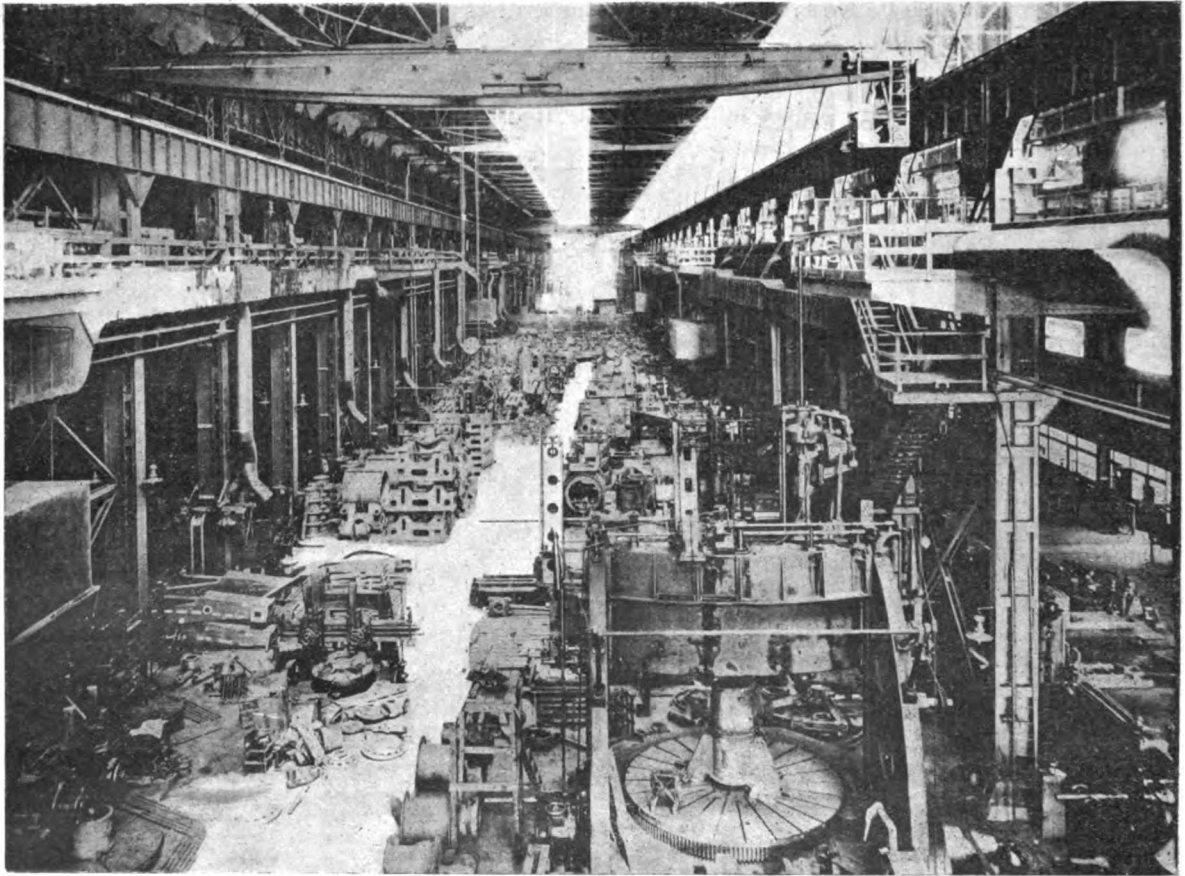


Fig. 2. — La salle des machines de la New-York Shipbuilding Co.

chaîne par le même procédé, on n'a besoin que d'un ouvrier et d'un opérateur. Ce dernier fait venir l'électro au-dessus de la pièce à transporter et établit le courant. La pièce, devenue ainsi l'armature de l'aimant, est transportée, puis lâchée simplement en coupant le courant. Dans certains cas, on peut même transporter ainsi plusieurs pièces à la fois et les lâcher une à une en mettant à profit les effets du magnétisme rémanent sur les pièces les plus voisines du noyau.

Toute la force motrice employée à la commande des machines de l'usine — air comprimé, force hydraulique, énergie électrique — est produite dans une seule et même centrale d'où elle est transmise au divers départements. Cette centrale, de même que la menuiserie, occupe un bâtiment spécial. La partie électrique est la chose la plus remarquable de l'équipement de la centrale. Pour le choix du système à établir, les ingénieurs ont été guidés par le caractère spécial du service et par les conditions locales auxquelles on devait faire face.

On avait, en effet, décidé d'employer les lampes à arc à courant continu pour l'éclairage des ateliers et des bâtiments, les moteurs à courant continu pour la commande des grues, les moteurs à courant alternatif pour la commande des machines-outils. Il fallait donc se mettre en mesure de produire simultanément du courant continu et du courant alternatif. On adopta, à cet effet, des générateurs à double courant, consistant en deux générateurs Westinghouse de 500 kilowatts couplés directement et donnant, à la vitesse de 120 tours par minute, un courant de 250 volts et 3 000 alternances. Ces génératrices ressemblent assez à des convertisseurs rotatifs, mais, elles ont été modifiées pour pouvoir donner à la fois du courant continu et du courant alternatif. A première vue, ces génératrices rappellent les dynamos à courant continu, sauf qu'elles sont pourvues de collecteurs supplémentaires. Une particularité importante, c'est que la proportion du courant continu et du courant

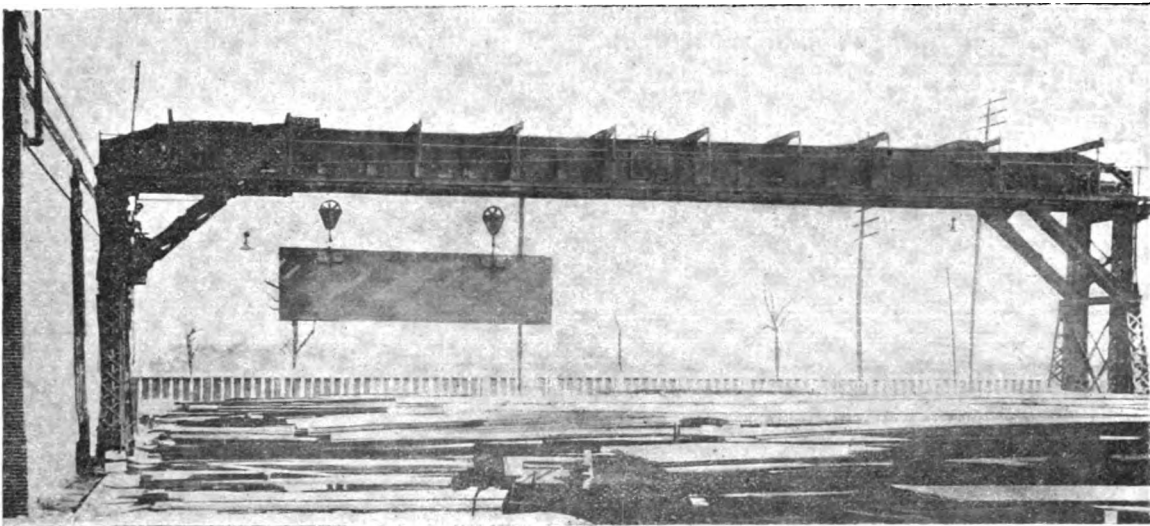


Fig. 3. — Grue de 88 pieds avec électros pour la manutention des plaques.

alternatif que ces machines fournissent est réglée par la demande des machines. Quand la demande est forte aux machines à courant alternatif, la proportion peut être de $\frac{5}{8}$ de courant continu; par contre, si la demande de courant continu est plus grande, la proportion est renversée automatiquement.

Un bâtiment spécial à deux étages est réservé spécialement à la menuiserie. Cette installation est munie de scies de tous genres, de machines à mortaiser et à forer, de machines à planer et de raboteuses. Chaque machine est actionnée indépendamment, sauf quelques petites machines-outils, qui sont actionnées par groupe. Au second étage, se trouvent les bancs de menuisiers. Une chambre séparée est réservée à l'aiguisage des outils. L'enlèvement des copeaux se fait par un moteur de 30 chevaux et un de 50 HP. Un équipement de 30 HP et un de 20 HP servent à la soufflerie.

Les matériaux sont reçus au magasin des plaques à une extrémité de l'installation. Perpendiculairement à lui, se trouve le bâtiment principal qui abrite sous un seul toit, placé à 150 pieds de hauteur, les salles des machines, celles des chaudières, la forge, l'atelier des charpentiers, l'atelier des plaques, le magasin général, la laitonnerie, la tuyauterie, l'atelier du cuivre, celui de l'étain, celui du moulage, les chantiers de construction et de montage. La superficie totale est de 18 ares, celle des toits vitrés de 4 ares.

Pour le déchargement des wagons, une grue de 20 tonnes porte les plaques aux chevaux. De là, elles sont reprises et portées aux laminoirs à renforcer ou à courber, ou vers les autres machines-outils. Deux grues à trôlets de 10 tonnes équipées d'électro-aimants de levage servent à ce transport. Chacune est munie d'un moteur de 25 HP; d'un moteur de 2 HP pour déplacer le trôlet; de 2 moteurs de 25 chevaux pour déplacer le pont. Trente-cinq autres grues variant de 5 à 100 tonnes et actionnées par des moteurs dont la puissance totale est de 2000 HP assurent le service des ateliers. La grue de 100 tonnes est suspendue sur une travée de 121 pieds. Elle peut lever une machine ou une chaudière et la déposer dans

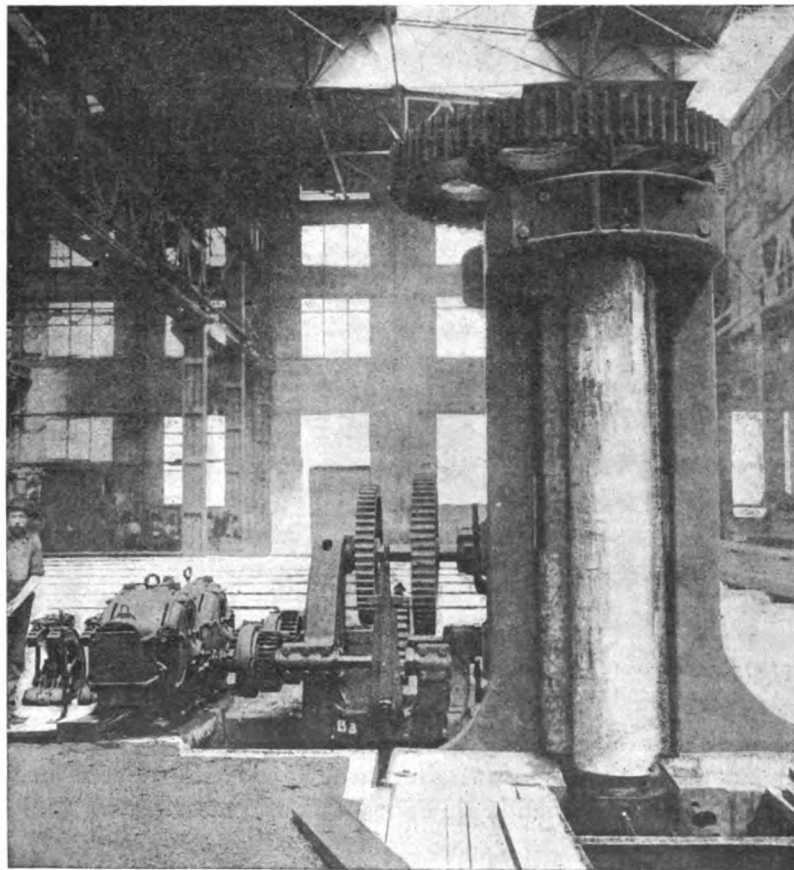


Fig. 4. — Rouleaux à courber les plaques, commandés par deux moteurs Westinghouse de 50 H. P.

le navire en construction. Chacune des petites grues a son champ d'opération. Un certain nombre sont pourvues de bras d'extension pour opérer dans les baies voisines.

Dans toute l'étendue de l'installation, des moteurs polyphasés Westinghouse servent à la commande des machines. Ces moteurs, au nombre de 312, varient de 2 à 50 chevaux. Un grand nombre de leurs applications constituent de véritables innovations. Certaines machines ont nécessité 2 ou 3 moteurs, par exemple, une machine à percer les enveloppes des chaudières et une grande foreuse. Plusieurs applications intéressantes ont été faites dans le magasin des plaques. Nous citerons une machine à faire les rebords, une autre pour raboter les plaques en talus, des machines à poinçonner, des cisailles, des raboteuses, des cisailles rotatives, une coupeuse à guillotine pourvue d'un moteur de 50 chevaux, remplaçant la machine

à vapeur qui la commandait précédemment. Au bout de l'atelier, de petites poinçonneuses, une machine à entailler et deux perceuses; au bout du hangar, deux rouleaux dont un pour plaques de 27 pieds de large, l'autre pour rouler les plaques de mâts. Dans l'atelier d'angles, on remarque des ciseaux à poulies et à poutrelles, des scies à froid dont une montée sur une table tournante, des poinçonneuses et des ciseaux à angle.

La travée principale de la salle des machines contient l'assortiment le plus complet d'outils pour ce genre de travaux. Parmi les machines les plus remarquables, l'attention est

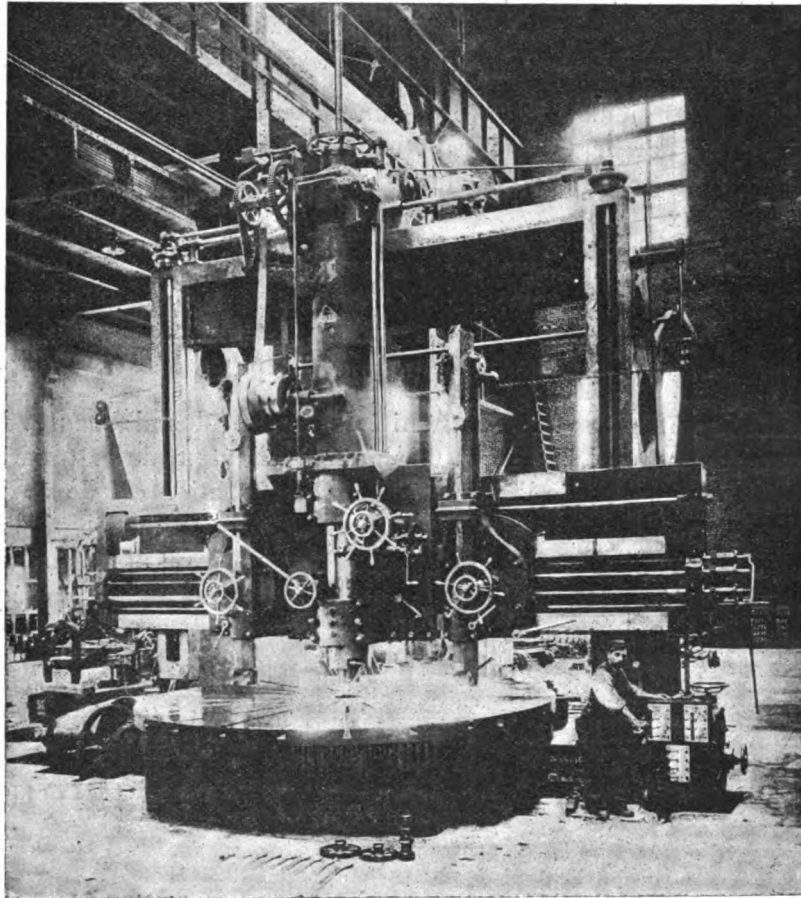


Fig. 5. — Alésoir de 16 pieds, commandé par un moteur triphasé.

attirée par une perforatrice verticale de 16 pieds, munie de 3 bras perforateurs, par une grande machine à raboter, à perforer et à percer, avec un pivot de 8 pouces, par deux scies à rubans pour découper l'acier; par des raboteuses de 72 à 96 pouces; par deux tours à double tête de 48 à 63 pouces et 60 pieds de long.

La galerie à l'est renferme l'atelier de réparation électrique. Il est muni de tours, de raboteuses, de foreuses, etc. La galerie occidentale est équipée de machines à couper les tuyaux, à fileter, de tours, foreuses, broyeuses, etc.

La salle des chaudières comporte nombre de grandes machines : des machines à raidir, un rouleau vertical de 10 pieds pour plaques de $1/2$ pouce; une raboteuse de 28 pieds; une foreuse elliptique et circulaire; une machine à percer les couvertures imaginée par

M. H.-G. Morse; des perforatrices de 6 pieds, des ciseaux pour pièces de 1/2 pouce; des rouleaux à courber, des poinçonneuses horizontales, etc.

La machine la plus intéressante de la salle des chaudières, c'est la machine à forer les enveloppes de chaudières. Cette machine a 3 colonnes dont chacune a un chevalet avec 4 pivots à forer, de façon que trois pivots de chaque chevalet peuvent être placés soit sur un plan vertical, soit sur un plan horizontal. A citer aussi une raboteuse à face ouverte de 72 pouces, construite par Detrick et Harvey, de Baltimore, et destinée à raboter une surface de 72 pouces de large, 72 pouces de haut et 28 pieds de long. C'est la plus grande machine de ce genre qui ait jamais été construite. Elle est pourvue d'une table roulante supplémentaire très importante pour les pièces de grandes dimensions.

Digne d'attention sont encore une perforatrice de 16 pieds de diamètre de la Niles Tool Works Co; une autre de 6 pieds actionnée par un moteur de 3 chevaux placé à la base de la machine; une machine à percer, forer et raboter avec pivot de 8 pouces de diamètre; une raboteuse duplex spéciale, construite par les Newton-Machine Tool Works et actionnée par un moteur de 10 chevaux.

Outre la commande des machines, les moteurs électriques servent à actionner le système de chauffage et de ventilation, à manœuvrer les souffleries, etc.

Toutes les opérations de l'usine visent à un but unique : le navire complet. Ce dernier reste sous le toit jusqu'à ce qu'il soit complètement achevé, garni, essayé et prêt à prendre la mer.

Les chantiers de lancement sont à l'extrémité de l'atelier des plaques et des charpentes. Ils sont directement opposés à la salle des machines. La hauteur de cette partie du bâtiment est de 125 pieds. La profondeur de l'eau au-dessous du chantier est de 30 pieds à marée basse. Les huit chantiers peuvent servir chacun pour un navire de 650 pieds de long. Une grue de 100 tonnes voyage au-dessus des chantiers et peut lever une machine à vapeur ou une chaudière de 100 tonnes. Des grues de 10 et 5 tonnes complètent l'équipement des chantiers de lancement.

J. REYVAL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Application du diagramme du cercle aux générateurs à courant alternatif. J. PULJ. *Zeitschrift für Electrotechnik*, 31 janvier.

L'auteur montre comment le diagramme donné par Heyland pour les moteurs d'induction, appliqué par Kapp aux transformateurs, et par Heubach aux moteurs-série à courant alternatif, peut aussi être employé pour les générateurs à courant alternatif.

Pour tenir compte, dans le diagramme des moteurs polyphasés, des pertes ohmiques dans les enroulements, Heyland suppose que le courant

magnétisant est négligeable, et que les courants du stator et du rotor sont égaux, lorsqu'il s'agit seulement de la chute de tension ou de la perte joule; il tient compte naturellement de la grandeur effective du courant primaire pour l'évaluation d'énergie du moteur.

En partant de cette hypothèse, Heyland établit le diagramme connu qui ne donne pas la perte électrique exacte dans le stator mais qui a l'avantage d'être très simple et d'indiquer la consommation d'énergie, l'effort de traction, la charge, le glissement, le facteur de charge et le rendement du moteur. Le diagramme de Heyland donne des résultats exacts lorsque la perte de ten-

sion dans le stator n'est qu'une fraction très faible de la différence de potentiel aux bornes, mais il n'est plus rigoureux lorsque la perte de charge en pour cent est élevée, comme dans les petits moteurs par exemple.

Pour les machines génératrices à courant alternatif, les conditions sont plus simples que pour les moteurs d'induction parce que l'excitation est fournie par du courant continu et que la composante magnétisante dévattée est supprimée.

Par suite, la construction du diagramme est un peu plus simple dans les générateurs que dans les moteurs, et les résultats acquis présentent au moins l'intérêt de faciliter la compréhension du diagramme du cercle de Heyland.

Le générateur est en charge sur une résistance non inductive. — Nous supposons d'abord que le générateur travaille à excitation constante sur une résistance non inductive R et que son armature, de résistance ohmique r_a et de self-induction constante L_a , n'a pas de perte dans le fer et pas de réaction d'induit.

Pour chaque intensité de courant J , il existe entre la tension totale E , la tension agissante E_r , et la force contre-électromotrice de self-induction E_s , la relation connue donnée, pour chaque valeur de J , par le triangle A_1OD du diagramme (fig. 1). Dans ce dernier $DO = E$, force électromotrice totale, $A_1D = (R + r_a)J$, tension agissante, $A_1K_1 = r_a J$ perte ohmique dans l'armature $DK_1 = RJ$ différence de potentiel aux bornes, $A_1O = \omega L_a J$, force contre-électromotrice de self-induction, et $\widehat{A_1DO} = \varphi$, décalage du courant sur E .

Lorsque la résistance R diminue, l'intensité de courant varie de façon que A_1 se meuve sur la demi-circonférence de O vers Z , le décalage φ , variant de $\varphi = 0$ pour $R = \infty$ jusqu'à $\varphi = \varphi_k$ pour $R = 0$ c'est-à-dire au court-circuit. Dans ce dernier cas $DZ = r_a J_k$ représente la chute de tension dans l'armature qui, avec la force contre-électromotrice de self-induction $OZ = \omega L_a J_k$ donne la tension totale $DO = E$. Le décalage φ_k est, comme on le voit facilement, égal à l'angle $A_1K_1O = \varphi_a$ qui reste constant à toutes les charges.

Dans le triangle des tensions A_1DO , le côté A_1O est proportionnel à l'intensité de courant à cause de la constance de la self-induction L_a et

peut par conséquent être choisi comme vecteur du courant en posant $\omega L_a = 1$: dans ces conditions

$$A_1O = J.$$

Prenons OE comme direction de la tension totale, $\varphi = \widehat{A_1OE}$ est le décalage du courant, et la puissance produite par le générateur

$$W_c = EJ \cos \varphi = EA_1O \cos \varphi = E \cdot A_1M \div A_1M \quad (1)$$

Dans le triangle

$$AA_1K_1 \text{ on a } AA_1 = r_a J \sin \varphi = r_a J \frac{\omega L_a J}{E} = \frac{J^2 r_a}{E}$$

$AA_1 = W_c$ est la composante du courant corres-

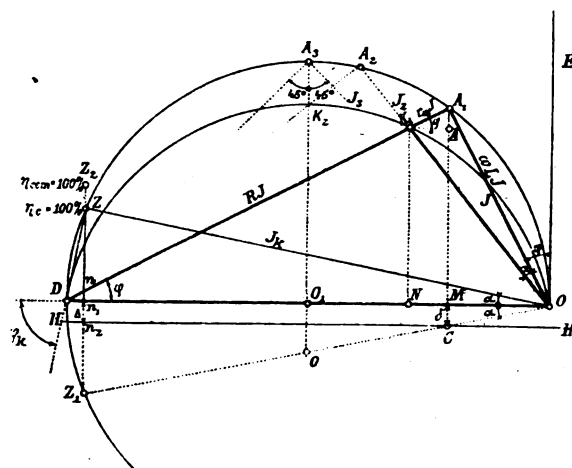


Fig. 1.

pondant à la perte d'énergie ohmique dans l'armature ; la puissance fournie est

$$W_a = W_c - W_c \div K_1 N.$$

Cette puissance est aussi égale au produit entre la tension aux bornes DK , et l'intensité de courant A_1O et par conséquent proportionnelle à la surface du triangle.

$$DK_1O = \frac{1}{2} DO \times K_1 N.$$

La chute de tension dans l'armature, comme on le voit dans le triangle A_1K_1O , est

$$r_a J = A_1O \tan z = J \tan z$$

d'où

$$r_a = \tan z.$$

(1) Le signe $\div$ signifie proportionnel à.

Si de O comme dans le diagramme d'Heyland, ou même une droite OZ, faisant l'angle α , et que du point O₂, intersection de cette droite avec la perpendiculaire au milieu du diamètre DO₁, comme centre on décrive un demi-cercle, les longueurs A₁K₁, A₂K₂ donnent les pertes de tension dans l'armature, et DK₁, DK₂ les différences de potentiel aux bornes aux différentes charges de la machine.

On voit sur le diagramme que la puissance totale fournie et la puissance disponible aux bornes croissent d'abord puis décroissent quand l'intensité du courant augmente. Le maximum de la puissance produite a lieu pour $\varphi = 45^\circ$ et dans ce cas

$$\omega L_a = R + r_a$$

et

$$W_c = EJ_3 \cos 45^\circ = 0,7071 EJ_3.$$

Le rapport entre la puissance effective et la puissance apparente est 0,7071. La puissance disponible atteint sa valeur maxima pour une valeur plus faible J₂ de l'intensité de courant, et le point correspondant A₂ dans le diagramme du demi-cercle est obtenu en menant de P par K₂ une droite qui coupe la demi-circonférence en A₂.

Pour R = 0 l'armature est en court-circuit ; l'intensité de courant atteint la valeur maxima J_k et la puissance disponible est égale à zéro car toute la puissance produite est absorbée dans l'armature. Dans ce cas le vecteur DZ qui représente la perte de tension est tangent au demi-cercle et perpendiculaire à la droite DO₁. La perte Joule dans l'armature, en pour cent de l'énergie produite est proportionnelle au carré de l'intensité de courant d'où

$$W_c \div \frac{A_1 O^2}{A_1 M}$$

et comme

$$A_1 O^2 = OM \times OD, W_c \div \frac{OM}{A_1 M},$$

en considérant la relation donnée par les triangles A₁OD et A₁OM

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{OM}{A_1 O} = \frac{A_1 O}{A_1 D}$$

il vient

$$W_c \div \frac{A_1 O}{A_1 D}.$$

Si maintenant nous menons de Z une perpendiculaire sur le diamètre du demi cercle il vient

$$\frac{A_1 O}{A_1 D} = \frac{nn_1}{n_1 D}$$

et, comme $n_1 D$ reste constant à toutes les charges,

$$W_c \div nn_1$$

Si l'on divise Zn_1 en 100 parties, le rendement électrique de l'armature $n_c \div Zn$ peut être lu directement.

Nous avons supposé que les pertes par courants de Foucault W_f étaient nulles, mais ce n'est pas le cas et, au lieu de la perte de tension Jr_a , on doit prendre dans le diagramme $Jr_a + \frac{W_f}{J}$.

Cette perte de tension ne peut pas être déterminée exactement, mais dans les machines modernes bien construites on ne commet qu'une erreur très faible en prenant comme Kapp les pertes par courants de Foucault égales aux pertes ohmiques dans les conducteurs induits, et par suite en adoptant pour la somme des deux pertes la valeur $2Jr_a$. Si enfin l'excitation constante du générateur absorbe une puissance ei_m et les frottements et l'hystérésis une puissance $W_r + h$ watts, on peut tenir compte de cette puissance dans le diagramme du cercle en menant une droite HH parallèle au diamètre du cercle à une distance

$$\Delta = \frac{ei_m + W_r + h}{E}.$$

L'ordonnée A₁C mesure la puissance mécanique nécessaire en watts $W_m \div A_1 C$.

Si $n_1 Z$ est prolongée vers le haut et partagée en 100 parties, nZ_2 donne le rendement commercial de la machine.

Le générateur travaille sur une résistance inductive. — Nous supposons maintenant que l'alternateur travaille à excitation constante sur un circuit inductif constitué par une résistance ohmique variable R et une résistance r invariable avec une self-induction constante L. En outre l'armature a une self-induction constante L_a , une résistance ohmique r_a et sa réaction est nulle. Dans ce cas, on a pour le triangle des tensions A₁OD

$$\begin{aligned} A_1 C_1 &= \omega L J & A_1 B_1 &= r_a J \\ C_1 O &= \omega L_a J & B_1 D &= (R + r) J. \end{aligned}$$

De plus $\widehat{DK_1} = E_k$ différence de potentiel entre les bornes, $\widehat{B_1DK_1} = \psi$ son décalage sur le courant, et $\widehat{B_1DO} = \varphi$ décalage entre J et E

Prenons de nouveau dans le diagramme A_1O comme vecteur du courant et OE comme direction de la tension totale E ; $\widehat{A_1OE}$ est aussi égal à φ . Menons comme précédemment une droite OO_3 correspondant à la relation $r_a = \tan \alpha$; la demi-circonférence décrite de O_3 pour centre est le lieu géométrique donnant la chute ohmique aux diverses charges de la machine.

Pour trouver le lieu géométrique du point C_1 remarquons qu'à cause de la constance de L_a et de L_1 le rapport

$$\frac{OC_1}{OA_1} = \frac{L_a}{L_a + L_1} = m$$

reste aussi constant à toutes charges. Les points C_1 doivent donc être sur une demi-circonférence dont le diamètre $D_1O = m \cdot DO$. Elevons en e_1 une perpendiculaire qui rencontre le diamètre DO en D ; la demi-circonférence III décrite de O_3 comme centre avec demi D_1O comme rayon est le lieu géométrique cherché du point C_1 .

Si enfin l'on élève une perpendiculaire en O_3 sur le diamètre, et au-dessous d'elle une droite faisant l'angle $\widehat{K_1O_3} = \beta$, et que du point de rencontre O_4 on décrive la demi-circonférence IV, on obtient le lieu géométrique du point K_1 , vecteur de la différence de potentiel aux bornes. Le point K_1 est un point de rencontre des droites C_1D_1 avec la demi-circonférence IV, et la portion C_1K_1 est égale à la chute ohmique de tension dans l'enroulement de l'armature

$$C_1K_1 = r_a J.$$

Comme on le voit sur le diagramme, l'intensité de courant croît lorsque la résistance R décroît et les quatre points A_1 , B_1 , C_1 , et K_1 se meuvent sur quatre demi-circonférences I... IV de droite à gauche.

La puissance produite par la machine W_c est comme précédemment proportionnelle à l'ordonnée A_1M

$$W_c \propto A_1M$$

et la puissance disponible aux bornes

$$W_a = JE_k \cos \psi = A_1O \times DB_1$$

est proportionnelle à la surface du triangle

DB_1O d'où, en remarquant que la tension est constante

$$W_a \propto B_1N.$$

On arrive au même résultat en partant de la relation.

$$W_a = (R + r) J \cdot J = DB_1 \times A_1O \propto B_1N$$

La perte effective dans les tours de l'induit

$$W_c = W_e - W_a \propto A_1A.$$

Le court-circuit de la machine, pour $r = 0$ et $L = 0$ est donné par le triangle ZDO . La différence de potentiel aux bornes et la puissance disponible sont nulles, et le décalage $\widehat{Z_1DO} = \varphi_k$ est égal à $\widehat{C_1K_1O} = \varphi_a$. La droite ZD est tangente au cercle II au point D et l'angle $\widehat{ZOD}$ est égal à $\widehat{Z_1OD} = \alpha$. Le point Z est par suite facile à trouver.

Les pertes par frottement, hystérésis et courants de Foucault et la puissance nécessaire à l'excitation de la machine sont obtenues comme précédemment en menant la droite HH parallèle au diamètre DO . La droite abaissée de Z perpendiculairement au diamètre et divisée en 100 parties donne le rendement de l'armature. Si l'échelle est trop petite, comme dans le cas précédent, on peut prolonger la droite DZ jusqu'à un point P ; la perpendiculaire abaissée de ce point sur le diamètre et divisée en 100 parties donne le rendement électrique en pour cent $\tau_e = P_n$ de l'armature, et $n n_1$ donne la perte effective en pour cent dans l'enroulement induit à la charge considérée $J = OA_1$.

Si l'on mène $ZZ_1 = \Delta$ perpendiculairement au diamètre du demi-cercle du diagramme, que l'on détermine Q de la façon indiquée et que l'on emploie Qn_1 comme échelle, Qn donne le rendement commercial de la machine.

Remarquons encore dans le diagramme de la figure 2 que le point C_3 se meut aussi lorsque la charge croît sur une demi-circonférence décrite de O_3 comme centre avec OO_3 comme rayon et que les grandeurs

$$W_c, W_a, W_e, \alpha, \tau_e, \text{ et } \tau_{com},$$

sont représentées par les ordonnées correspondantes dans la demi-circonférence III. Le segment C_1O peut être pris comme vecteur de courant

et D_1O comme vecteur de tension ; les distances des points C_1 et C_2 au diamètre D_1O donnent alors les valeurs de la puissance fournie ou disponible :

$$C_1C_2 = r_a J \text{ et } D_1C_2 = (R + r_a) J.$$

Le demi-cercle est le lieu géométrique de l'extrémité du vecteur de courant pour des char-

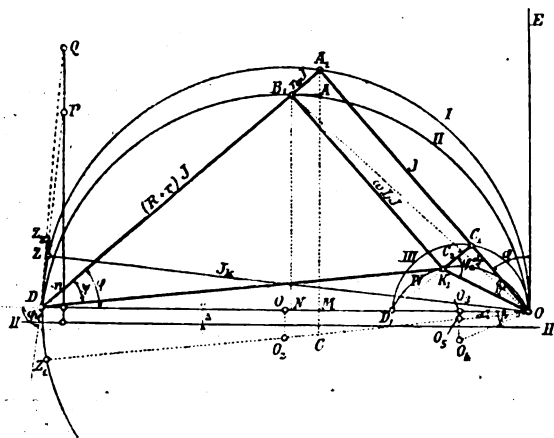


Fig. 2.

ges variables, quand la self-induction de l'armature et du circuit extérieur est constante et que seule la résistance ohmique de ce dernier varie. La question se pose alors de trouver le lieu géo-

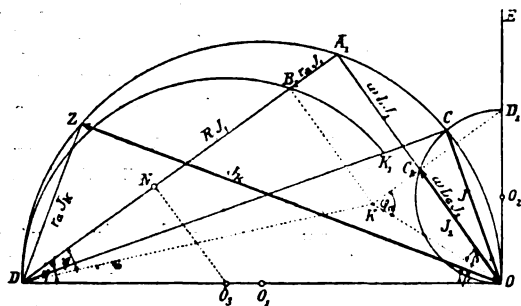


Fig. 3.

- métrique du vecteur de courant quand la résistance inductive ωL varie, pour une résistance ohmique constante R dans le circuit extérieur.

Comme dans ce cas $R + r_a$ reste constant, on pourrait prendre dans le triangle des tensions ADO (fig. 3) le côté A_1D ou aussi la portion C_1O comme vecteur de courant.

Prenons $C_1O = J$ et élevons en C_1 une perpendiculaire donnant le point D_2 sur la ligne OE . La demi-circonférence décrite de O_2 est le lieu

géométrique pour l'intensité $J_1 = OC_1$ lorsque la résistance inductive ωL varie et que la résistance ohmique R reste constante.

La perpendiculaire élevée en N au milieu de DB_1 coupe DO en O_3 et l'arc de cercle décrit de ce point comme centre avec DO_3 comme rayon donne les chutes ohmiques $r_a J_1$ dans l'armature pour ωL compris entre ∞ et 0 . Dans ce dernier cas, c'est-à-dire pour une charge non inductive, le courant $J = OC$, la différence de potentiel aux bornes $E_k = DK_1$ et la perte ohmique de tension dans l'enroulement induit $r_a J = K_1C$.

Laissons maintenant décroître R jusqu'à 0 ; le vecteur de courant CO devient de plus en plus grand et son extrémité se meut sur la circonférence jusqu'au point Z , cas dans lequel J_k est le courant de court-circuit et $DZ = r_a J_k$ la chute de tension dans l'enroulement induit.

Pour une variation simultanée des résistances ohmique et inductive dans le circuit extérieur, on détermine les grandeurs individuelles du diagramme au moyen de la relation connue

$$\tan \varphi = \frac{\omega(L_a + L)}{r_a + R}$$

Courbe de puissance des alternateurs. — En faisant abstraction de la perte Joule dans l'armature, on déduit de la puissance totale la puissance disponible aux bornes

$$W_a = E \left(J \cos \varphi - \frac{J^2 r_a}{E} \right).$$

et, comme on l'a montré plus haut dans la figure 1.

$$W_a = E (A_1M - AA_1) = E \cdot K_1N.$$

Pour une tension constante, le segment K_1N donne la mesure de la puissance disponible.

Si, pour différentes charges du générateur, on porte en ordonnées le long du diamètre du diagramme la différence des composantes wattées du courant

$$K_1N = J \cos \varphi - \frac{J^2 r_a}{E}$$

les extrémités de toutes ces ordonnées déterminent la courbe de puissance du générateur. Pour une intensité quelconque de courant J , l'ordonnée du point correspondant A_1 situé sur le demi-cercle représente la puissance produite.

Cette ordonnée coupe la courbe de puissance en un point A et la distance de ce point au diamètre du diagramme représente la puissance disponible. La portion A₁A mesure la perte en watts dans les tours de l'armature.

Nous obtenons une courbe de puissance analogue pour les moteurs d'induction si nous exceptons de la composante wattée du courant dans une phase la somme des composantes wattées de pertes ohmiques dans le rotor et dans le stator.

$$W_a = 2E_{ph} \left(J_1 \cos \varphi - \frac{J_1^2 r_1 + J_2^2 r_2}{E_{ph}} \right)$$

Dans cette expression E_{ph} représente la tension entre phase, J_1, J_2 les courants des phases, r_1, r_2 les résistances dans le stator ou le rotor, et φ le décalage entre J_1 et E_{ph} . L'intensité de courant J_2 est donnée par l'expression :

$$J_2 = J'' \frac{Z_1}{Z_2} \frac{1}{v_1},$$

J'' étant le vecteur de courant directement mesuré sur le diagramme de Heyland, Z_1 et Z_2 le nombre de fils par pôle et par phase dans le stator et dans le rotor, et v_1 le rapport entre la force magnétomotrice transmise et la force magnétomotrice totale de l'enroulement primaire. Approximativement on peut calculer le facteur $\frac{1}{v_1}$ en partant du facteur de dispersion τ d'après la formule

$$\frac{1}{v_1} = \sqrt{1 + \tau}$$

en admettant que $v_1 = v_2$ c'est-à-dire qu'au secondaire le rapport entre la force magnétomotrice transmise et la force magnétomotrice totale soit le même.

Nous allons indiquer maintenant comment la courbe de puissance peut-être obtenue graphiquement et quelle est son équation en coordonnées polaires.

Pour une intensité de courant quelconque J on détermine le point A (fig. 4) sur la demi-circonférence décrite sur $DO = E$ comme diamètre, et on diminue l'ordonnée AM du segment $AB = \frac{J^2 r_a}{E}$. Au-dessous du diamètre on prolonge l'ordonnée d'une longueur $MC = AB = \delta$ et par O et C on fait passer une droite qui coupe la demi-circonférence en Z_1 .

Si l'on descend toutes les ordonnées de la

demi-circonférence supérieure vers le bas jusqu'à la droite OZ_1 de façon que

$$AM = BC, AM_0 = B_0C_0, \text{ etc.},$$

les points OB_0Bn_1D , appartiennent à la courbe de puissance qui coupe en n_1 le diamètre DO . Les ordonnées de cette courbe représentent la puissance disponible et leurs segments compris

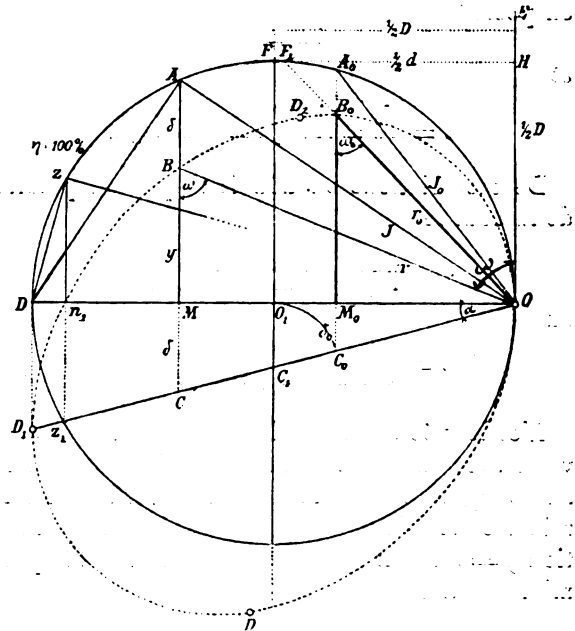


Fig. 4.

entre la courbe de puissance et la demi-circonférence, ou entre le diamètre OD et la droite OZ_1 , donnent la perte Joule dans les enroulements induits : n_1Z est cette perte Joule quand l'armature est en court-circuit.

L'ordonnée n_1Z , divisée en 100 parties, peut servir d'échelle pour le rendement du générateur. La ligne AD coupe la verticale n_1Z en n , et Zn est en pour cent de la puissance produite AM le rendement électrique de l'armature pour la puissance disponible BM.

En ce qui concerne la courbe de puissance, OB_0Bn_1 , remarquons que c'est un segment d'ellipse, que l'on complète en descendant vers le bas les ordonnées de la demi-circonférence inférieure. Le point C_1 de rencontre entre la droite Z_1O et le diamètre vertical du cercle est le centre de l'ellipse qui comme on le voit immédiatement d'après le mode de construction, a même surface que le cercle du diamètre D.

Equation polaire de la courbe de puissance. — On obtient de la façon suivante l'équation de la courbe de puissance :

Le triangle ABO (fig. 4) donne

$$J^2 = \hat{c}^2 + r^2 + 2r\hat{c} \cos \omega \quad (1)$$

et les triangles

AOD et MOC,

en posant

$$OD = D$$

et

$$J^2 = OD \cdot OM = D r \sin \omega$$

$$\hat{c} = MC = MO \operatorname{tg} \alpha = r \sin \omega \operatorname{tg} \alpha.$$

De ces relations on déduit l'équation polaire de la courbe

$$r = \frac{D \sin \omega}{1 + \operatorname{tg} \alpha \sin 2\omega + \operatorname{tg}^2 \alpha \sin^2 \omega} \quad (2a)$$

ou

$$r = \frac{D \cos^2 \alpha \sin \omega}{\cos^2 \alpha \sin^2 \omega + \cos^2 (\omega - \alpha)} \quad (2b)$$

L'ordonnée de la courbe de puissance $BM = y$ varie avec l'angle ω et atteint, pour un certain angle ω_0 , la valeur maxima $B_0 M_0$. Pour déterminer cette valeur maxima on se sert de la relation $y = r \cos \omega$ dont on annule la dérivée première en ω : on trouve

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \cos \alpha \quad (3)$$

mais entre

$$Z_1 O = d \text{ et } D_0 = D$$

il existe la relation

$$d = D \cos \alpha$$

d'où

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \frac{d}{D} \quad (4)$$

Pour trouver le sommet B_0 de la courbe de puissance, faisons

$$OH = 0,5 D$$

et

$$F_1 H = 0,5 d$$

et joignons O à F. Dans le triangle $F_1 O H$ on a

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \frac{d}{D} :$$

le point B_0 de rencontre entre la ligne de jonction $F_1 O$ et la courbe de puissance est le sommet et $B_0 M$

est la valeur maxima de la puissance disponible pour la charge $A_0 O = J_0$.

L'angle $\widehat{A_0 O H} = \varphi_0$ est le décalage correspondant du courant, et $A_0 B_0$ la perte Joule dans l'enroulement induit.

Le rendement électrique de l'armature est donné par le rapport

$$\eta_e = \frac{B_0 M_0}{B_0 M_0 + B_0 A_0} = \frac{B_0 M_0}{B_0 M_0 + M_0 C_0} :$$

en remplaçant par leurs valeurs

$$B_0 M_0 = r_0 \cos \omega_0, \quad M_0 C_0 = r_0 \sin \omega_0 \operatorname{tg} \alpha$$

et

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \cos \alpha,$$

d'où

$$\sin \omega_0 = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 + \cos^2 \alpha}}$$

et

$$\cos \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \cos^2 \alpha}} \quad (5)$$

on trouve

$$\eta_e = \frac{1}{1 + \sin \alpha} \quad (6)$$

qui pour $\alpha = 0$ a pour valeur l'unité.

Quand la machine est en court-circuit, on déduit du triangle ZOD

$$\sin \alpha = \frac{DZ}{DO} = \frac{r_a}{\sqrt{r_a^2 + (\omega L_a)^2}}$$

le rendement est pour la puissance maxima disponible.

$$\eta_e = \frac{\sqrt{r_a^2 + (\omega L_a)^2}}{r_a + \sqrt{r_a^2 + (\omega L_a)^2}}$$

L'expression précédente (6) du rendement électrique peut encore être déduite de la façon suivante.

En remplaçant $\sin \omega_0$ et $\cos \omega_0$ par leur valeur dans l'équation polaire de la courbe de puissance, nous obtenons

$$r_0 = \frac{D \cos \alpha \sqrt{1 + \cos^2 \alpha}}{2(1 + \sin \alpha)} \quad (7)$$

d'où l'on déduit le courant watté $B_0 M_0$ qui, multiplié par E, donne la puissance maxima disponible

$$B_0 M_0 = r_0 \cos \omega_0 = \frac{D \cos \alpha}{2(1 + \sin \alpha)} \quad (8)$$

Dans le triangle A_0B_0O on a

$$J_0^2 = \delta_0^2 + r_0^2 + 2\delta_0 r_0 \cos \omega_0$$

et dans le triangle M_0C_0O

$$\delta_0 = r_0 \sin \omega_0 \operatorname{tg} \alpha$$

D'où, après déduction

$$J_0 = \frac{D \cos \alpha}{\sqrt{2(1 + \sin \alpha)}}$$

Pour exprimer la composante de courant correspondante à la puissance totale, considérons d'abord la relation existante dans les deux triangles

$$B_0M_0O \text{ et } A_0M_0O, \quad M_0O = J_0 \sin \varphi_0 = r_0 \sin \omega_0$$

et d'après (7)

$$r_0 \sin \omega_0 = \frac{D \cos^2 \alpha}{2(1 + \sin^2 \alpha)}$$

on a

$$\sin \varphi_0 = \frac{D \cos^2 \alpha}{2(1 + \sin \alpha)} \cdot \frac{1}{J_0} \frac{\cos \alpha}{\sqrt{2(1 + \sin \alpha)}} \quad (10 a)$$

$$\cos \varphi_0 = \sqrt{\frac{1 + \sin \alpha}{2}} \quad (10 b)$$

et la composante du courant

$$A_0M_0 = J_0 \cos \varphi_0 = \frac{D}{2} \cos \alpha \quad (11)$$

De 10_b on déduit pour

$$\alpha = 0 \quad \cos \varphi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{et } \varphi = 45^\circ$$

ce qu'on voit directement sur la figure 4.

De (8) et 11 on déduit le rendement

$$\gamma = \frac{B_0M_0}{A_0M_0} = \frac{1}{1 + \sin \alpha}$$

Nous avons indiqué comment le sommet de la courbe de puissance pouvait être déterminé graphiquement quand la courbe est tracée; nous allons montrer, maintenant comment il est possible, d'après M. Pollak, de trouver ce point sans tracer la courbe de puissance.

D'après (3) on a

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \cos \alpha$$

d'où

$$C_0O = B_0M_0$$

et d'après (8)

$$B_0M_0 = \frac{D}{2} \frac{\cos \alpha}{1 + \sin \alpha} = C_0O$$

Cette égalité et la relation

$$C_1O = \frac{D}{2 \cos \alpha}$$

donnent

$$C_1C_0 = C_1O - C_0O = \frac{D}{2 \cos \alpha} - \frac{D \cos \alpha}{2(1 + \sin \alpha)} = \frac{D}{2} \operatorname{tg} \alpha = C_1O_1.$$

Si donc on prend sur le diamètre de l'ellipse D_1O depuis le point C_1 un segment $C_1O_1 = C_1O_1$ et que l'on mène une perpendiculaire au diamètre du cercle, son point de rencontre B_0 avec la droite OF donne le sommet de la courbe de puissance. Le segment C_0O de diamètre de l'ellipse est la composante wattée du courant qui, multipliée par E , donne la puissance maxima disponible.

La valeur du rayon de courbure de la courbe de puissance déduit de la formule connue

$$\rho = \frac{\left[r^2 + \left(\frac{d\omega}{dr} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}{r^2 + 2 \left(\frac{dr}{d\omega} \right)^2 - r \frac{d^2r}{d\omega^2}}$$

$$\rho = \frac{D}{2} \frac{[1 + 2\Delta \operatorname{tg} \alpha \sin^2 \omega + \operatorname{tg}^2 \alpha (4 + \operatorname{tg}^2 \alpha) \sin^4 \omega]^{\frac{3}{2}}}{[1 + \operatorname{tg} \alpha \sin 2\omega + \operatorname{tg}^2 \alpha \sin^2 \omega]^3} \quad (12)$$

$$\Delta = 2 \sin 2\omega - \operatorname{tg} \alpha \cos 2\omega$$

Pour $\alpha = 0$, ρ devient le rayon de la demi-circconférence.

Pour le sommet de la courbe de puissance, on obtient en considérant la relation

$$\operatorname{tg} \omega_0 = \cos \alpha$$

$$\rho = \frac{D \cos^3 \alpha (1 + 2 \sin \alpha)^{\frac{3}{2}}}{2 (1 + \sin \alpha \cos \alpha)^3}$$

Pour $\omega = 0$ et $\omega = 90^\circ + \alpha$ le rayon de courbure est égal au rayon du demi cercle $\rho = \frac{D}{2}$

Dans l'ellipse il doit y avoir 4 points semblables où $\rho = \frac{D}{2}$. Les angles correspondants se déduisent de (12) en remplaçant ρ par $\frac{D}{2}$. Cette

substitution conduit à l'équation :

$$[3 \operatorname{tg} \alpha \sin^3 \omega + (2 - \operatorname{tg}^2 \alpha) \sin^2 \omega \cos \omega - 2 \operatorname{tg} \alpha \sin \omega \cos \omega \sin \omega = 0 \quad (13)$$

A la valeur

$$\sin \omega = 0 \quad \omega = 0^\circ$$

correspond le point O (fig. 4). L'expression divisée par $\cos^3 \omega$ donne

$$\operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg}^3 \omega + (1 - \operatorname{tg}^2 \alpha) \operatorname{tg}^2 \omega - 2 \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \omega - 1 = 0$$

Si l'on remarque qu'au point D, correspond l'angle $\omega = 90^\circ + \alpha$ de sorte que

$$\operatorname{tg} \omega = -\frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}$$

on obtient une équation du second degré qui donne pour les angles ω_2 et ω_3 correspondant aux points D_2 et D_3 les valeurs

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \omega_2 &= \frac{1}{2} \operatorname{tg} \alpha + \frac{1}{2} \sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha + 4} \\ \operatorname{tg} \omega_3 &= \frac{1}{2} \operatorname{tg} \alpha - \frac{1}{2} \sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha + 4} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

On pourrait calculer le demi-axe de l'ellipse en partant de l'égalité $\frac{d\varphi}{d\omega} = 0$, mais le calcul est

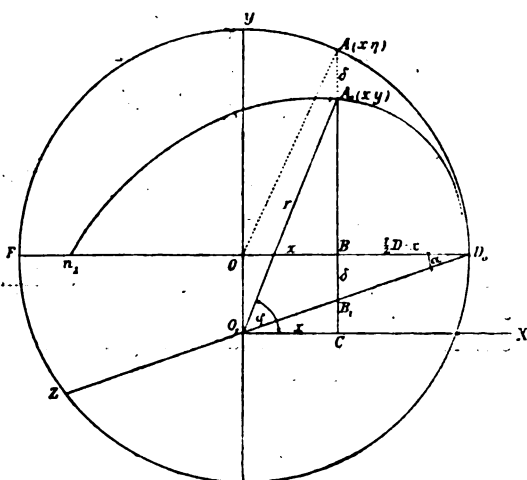


Fig. 5.

beaucoup plus simple en transformant l'équation polaire de façon à prendre le centre O_1 de l'ellipse comme pôle et O_1X (fig. 5) comme axe polaire. Les demi-axes sont les minima et les maxima du rayon r .

Dans la figure 5 les points A et A_1 ont pour coordonnées $x = OB$ et $y = AB$ ou $x = O_1C$

$= OB$ et $y = A_1C$: dans le triangle AOB , on a

$$AO^2 = OB^2 + AB^2 = OB^2 + A_1B_1^2 = OB^2 + (A_1C - B_1C)^2$$

ou

$$\frac{1}{4} D^2 = x^2 + (y - x \operatorname{tg} \alpha)^2$$

et après introduction des coordonnées polaires r, φ

$$x = r \cos \varphi \quad y = r \sin \varphi$$

ou a comme équation polaire de l'ellipse

$$r^2 = \frac{\frac{1}{4} D^2 \cos^2 \alpha}{\cos^2 \alpha \cos^2 \varphi \times \sin^2 (\varphi - \alpha)} \quad (15)$$

Pour les maxima et les minima de $r \frac{d(r^2)}{d\varphi} = 0$ donne l'équation du 2^me degré

$$\operatorname{tg}^2 \varphi - \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \varphi - 1 = 0$$

d'où on déduit les relations suivantes pour les angles φ_1 et φ_2 correspondant aux plus grandes et aux plus petites valeurs c'est-à-dire aux grands et aux petits demi-axes de l'ellipse :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1}{2} (\operatorname{tg} \alpha + \sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha}) \quad (16 a)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{1}{2} (\operatorname{tg} \alpha - \sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha}) \quad (16 b)$$

Après l'introduction de $\operatorname{tg} \varphi_1$ dans l'équation polaire on obtient pour le grand axe

$$\begin{aligned} r^2 = a^2 &= \frac{1}{4} D^2 \frac{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg} \alpha \sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha}}{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha - \operatorname{tg} \alpha \sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha}} \\ &= \frac{1}{4} D^2 \frac{[4 + \operatorname{tg}^2 \alpha + \operatorname{tg} \alpha \sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha}]^2}{(4 + \operatorname{tg}^2 \alpha)^2 - \operatorname{tg}^2 \alpha (4 + \operatorname{tg}^2 \alpha)} \end{aligned}$$

$$a = \pm \frac{1}{4} D (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} + \operatorname{tg} \alpha) = \frac{1}{2} D \operatorname{tg} \varphi_1 \quad (17 a)$$

et pour le petit axe de l'ellipse

$$b = \pm \frac{1}{4} D (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} - \operatorname{tg} \alpha) = \frac{1}{2} D \operatorname{tg} \varphi_2 \quad (17 b)$$

La surface de l'ellipse est comme on l'a fait remarquer,

$$ab\pi = \frac{1}{2} D^2\pi \quad (18)$$

Des formules 14 et 16 on peut encore déduire que les angles ω_2 et φ_1 , ω_3 et φ_2 sont égaux et de signes contraires. Aux valeurs absolues de ces

angles correspondent les tangentes suivantes :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \operatorname{tg} \omega_2 = \frac{1}{2} (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} + \operatorname{tg} \alpha)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} \omega_3 = \frac{1}{2} (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} - \operatorname{tg} \alpha)$$

d'où

$$\operatorname{tg} \varphi_1, \operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} \omega_2, \operatorname{tg} \omega_3 = 1$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_1} = \operatorname{tg} (90^\circ - \varphi_1)$$

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 90^\circ \quad \omega_2 + \omega_3 = 90^\circ$$

Ces relations conduisent à une règle très simple permettant de déterminer graphiquement la grandeur des axes d'ellipse.

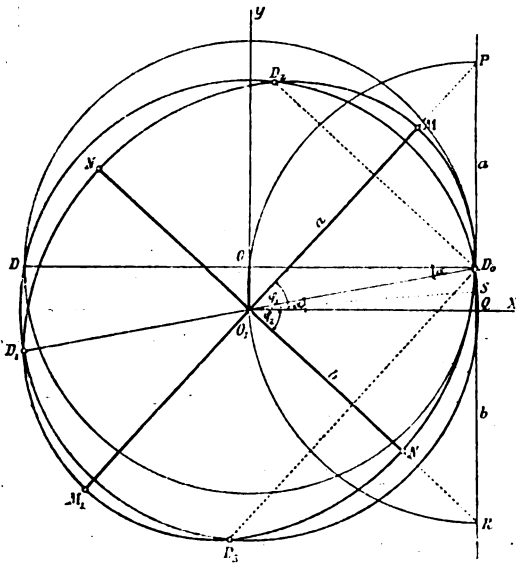


Fig. 6.

Pour cela on partage en deux D_0Q (fig. 6) et on décrit avec O_1S comme rayon le demi-cercle qui est coupé aux points P et R par la tangente menée en D à l'ellipse.

PQ est le grand axe et QR le petit axe de l'ellipse et O_1P, O_1R sont leurs directions: en effet l'on a par construction

$$PQ = PS + QS = O_1S + QS = \frac{1}{2} D$$

$$\left(\sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}} + \frac{\operatorname{tg} \alpha}{2} \right) = \frac{1}{2} D \operatorname{tg} \varphi_1 \quad (19 a)$$

et

$$QR = RS - QS = O_1S - QS = \frac{1}{2} D$$

$$\left(\sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}} - \frac{\operatorname{tg} \alpha}{2} \right) = \frac{1}{2} D \operatorname{tg} \varphi_2 \quad (19 b)$$

Si l'on décrit encore de O_1 comme centre avec O_1D_0 un cercle et qu'on mène de D_0 deux perpendiculaires D_0D_2 et D_0D_3 sur les axes de l'ellipse, on obtient les quatre points de l'ellipse $D_0D_1D_2D_3$ ou le rayon de courbure $\rho = \frac{D}{2}$

Les rayons de courbure ρ_a, ρ_b aux deux sommets de l'ellipse sont faciles à calculer avec la formule connue. Au sommet du grand axe

$$\begin{aligned} \rho_a &= \frac{b^2}{a} = \frac{QR^2}{PQ} = \frac{1}{2} D \operatorname{tg}^3 \varphi_1 \\ &= \frac{1}{16} D (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} - \operatorname{tg} \alpha)^3 \quad (20 a) \end{aligned}$$

et au sommet du petit axe

$$\begin{aligned} \rho_b &= \frac{a^2}{b} = \frac{PQ^2}{QR} = \frac{1}{2} D \operatorname{tg}^3 \varphi_1 \\ &= \frac{1}{16} D (\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \alpha} + \operatorname{tg} \alpha)^3 \quad (20 b) \end{aligned}$$

Pour la somme des rayons de courbure $\rho_a + \rho_b$ on obtient

$$\begin{aligned} \rho_a + \rho_b &= \frac{1}{2} (\operatorname{tg}^3 \varphi_2 + \operatorname{tg}^3 \varphi_1) = D (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha) \cdot \\ &\quad \sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}} \end{aligned}$$

et pour de petites valeurs de α on a approximativement

$$\rho_a + \rho_b = D (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha) = D_0 D_1$$

relation trouvée déjà empiriquement par l'auteur

Si $\frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}$ n'est pas négligeable devant l'unité; on a d'après la figure 7

$$D_0 S_1 = \sqrt{OS_1^2 + OD_0^2} = \frac{1}{2} D \sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}}$$

$$KD_0 = 2 D_0 S_1 = D \sqrt{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \alpha}{4}}$$

et

$$\begin{aligned} \rho_a + \rho_b &= KD_0 (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha) = \frac{KD_0}{\cos \alpha} \frac{1}{\cos \alpha} \\ &= \frac{D_2 D_0}{\cos \alpha} = D_0 D_1 \end{aligned}$$

ou aussi,

$$D_1 D_0 = \cos^2 \alpha D_2 D_0,$$

puisque

$$\frac{\rho_a + \rho_b}{KD_0} = \frac{D_2 D_0}{D_1 D} \quad (21)$$

La somme des rayons de courbure peut être déterminée en joignant D_2 à K , et en menant parallèlement à cette ligne la droite D_1H , ou

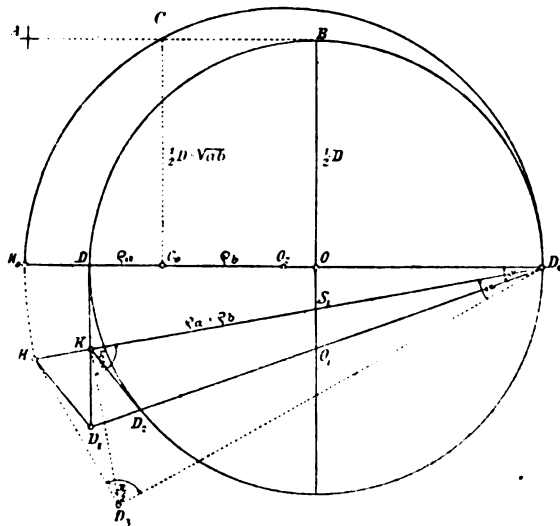


Fig. 7.

en élevant des perpendiculaires au point K et au point D_2 . Dans les deux cas on obtient le point H et l'on a

$$HD_0 = \rho_a + \rho_b \quad (22)$$

De cette somme peuvent enfin être déduites les valeurs de ρ_a et ρ_b de la façon suivante :

$$\rho_a \rho_b = \frac{b^2}{a} \frac{a^2}{b} = ab.$$

et, en tenant compte de (18)

$$\rho_a \rho_b = \frac{D^2}{4} \quad (23)$$

Cette relation combinée avec (22) conduit à la construction de la figure 7. De O_2 comme centre avec

$$\frac{1}{2} H_0 D_0 \left(= \frac{1}{2} HD_0 = \frac{1}{2} \rho_a + \rho_b \right)$$

comme rayon on décrit une demi-circonférence et l'on mène parallèlement à $H_0 D_0$ à la distance

$$OB = \frac{1}{2} D = \sqrt{ab}$$

une droite AB qui coupe la demi-circonférence en C . Si l'on mène encore de C sur $H_0 D_0$ la

perpendiculaire CC_0 , on obtient

$$CC_0^2 = H_0 C_0 \times C_0 D_0 : H_0 C_0 = \rho_a \text{ et } C_0 D_0 = \rho_b$$

Courbe de puissance d'un moteur à courants triphasés dans le diagramme d'Heyland. — La figure 8 donne la courbe de puissance d'un moteur d'induction faisant 200 chevaux à 2 000

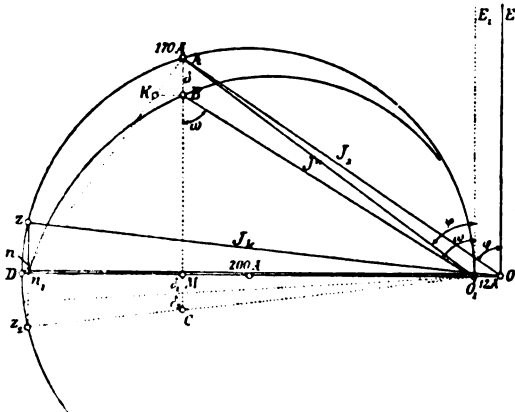


Fig. 8.

volts 60 périodes et 440 tours par minute. Ce moteur est très exceptionnel car il a une faible vitesse de rotation pour une fréquence élevée : il est à 16 pôles et le rotor à un diamètre de 1 500 mm et un entrefer Δ de 1,5 mm. Le pas polaire est

$$\tau = \frac{1\,500 \pi}{16} = 295 \text{ mm}$$

et le facteur de dispersion

$$\sigma = C \frac{\Delta}{\tau} = 12 \frac{1,5}{295} = 0,06$$

Le stator a 12 encoches par pôle portant chacune dix conducteurs et le rotor 15 encoches par pôle contenant chacune 2 barres. Le nombre des conducteurs par pôle et par phase est : sur le stator

$$z_1 = \frac{16 \times 12}{3} = 640$$

sur le rotor

$$z_2 = \frac{16 \times 19}{3} = 160$$

$$J_2 = J'' \frac{Z_1}{Z_2} \sqrt{1 + \sigma} = 4,12 J''$$

La résistance d'une phase de l'enroulement primaire est $r_1 = 0,3$ et de l'enroulement second-

daire $r_2 = 0,016$ ohm. Le courant à vide du moteur est 12 ampères, les pertes par courants de Foucault, hystérésis et frottements 3,300 watts et la tension primaire entre phases 1155 volts.

Au courant primaire $J_1 = 170$ ampères correspond $J'' = 160$ ampères : le courant du rotor

$$J_2 = 4,12 J'' = 659,2 \text{ ampères}$$

et

$$\hat{\gamma} = \frac{J_1^2 r_1}{E_{ph}} + \frac{J_2^2 r_2}{E_{ph}} = 7,5 + 6,0 = 13,5 \text{ ampères.}$$

La perpendiculaire élevée sur l'ordonnée AM au point B (fig. 9) coupe la ligne de jonction

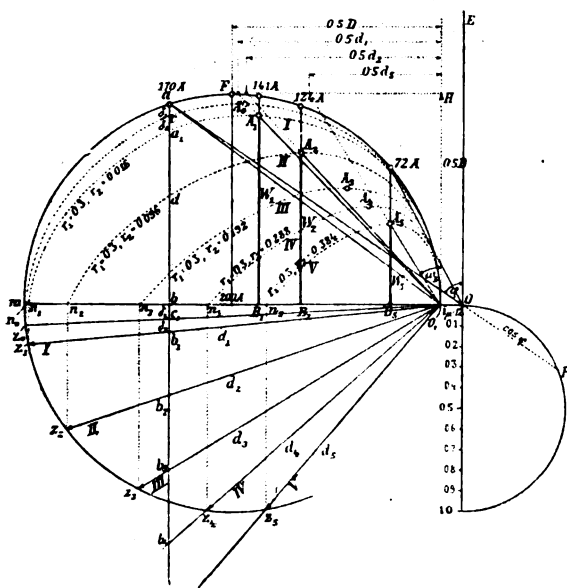


Fig. 9.

AD en K et AK représente le sommet des chutes ohmiques dans le stator et le rotor. La droite menée de O_1 par C détermine le point Z_1 et l'ordonnée Z_1Z le point Z. La ligne de jonction ZO représente le courant de court circuit dans le stator. La puissance du moteur est nulle dans ce cas et l'ordonnée Zn_1 est la composante du courant qui, multipliée par $3 E_{ph}$ donne la somme des pertes Joule dans les enroulements du stator et du rotor. Si Zn_1 est divisée en 100 parties, Zn est le rendement électrique en pour cent du moteur. On tient compte comme d'habitude des pertes dans le fer et les pertes par courants de Foucault en menant une droite à une certaine distance du diamètre du cercle.

La figure 9 donne 5 courbes de puissance du moteur quand la résistance du rotor passe au démarrage de

$$r_2 = 0,016 \text{ à } 2r_2 \ 3r_2 \ 4r_2 \text{ et } 5r_2$$

Pour obtenir ces courbes on a déterminé les points $b_2 b_3 b_4 b_5$ sur l'ordonnée a bs aux distances C_1

$$b_2 = b_2 b_3 = b_3 b_4 = b_4 b_5 = cd$$

et l'on a mené de O_1 par ces points des rayons qui coupent la circonférence en $Z_2 Z_3 Z_4 Z_5$. En décalant les ordonnées de la demi-circonférence jusqu'à l'une de ces droites, on obtient la courbe cherchée.

La valeur maxima de la puissance disponible a été déterminée pour chaque courbe de la façon déjà indiqué, et l'on a obtenu ainsi les points $A_0 A_5$. Ces points sont placés sur une courbe qui, partant de F sur l'axe des abscisses est d'abord faiblement convexe, puis concave, et aboutit en O_1 .

R. V.

MESURES

Mesure des fuites ou de la résistance d'isolement d'une ligne de transmission, F. Fowle. *Electrical World*, 6 février.

Les pertes de courant dans les lignes de transmission à longue distance se produisent à peu près uniquement aux isolateurs. Ceux-ci étant au nombre d'environ 15 à 30 par kilomètre, on peut admettre que les fuites sont réparties uniformément le long de la ligne, le calcul de la répartition du courant et de la tension le long de la ligne peut alors se faire à l'aide des équations classiques.

Désignons : par r la résistance ohmique en ohms par kilomètre ;

par g la conductance de fuite par kilomètre ;

par l la longueur de la ligne en kilomètres ;

par E le potentiel en un point situé à une distance x ;

par I le courant au même point.

On sait que si l'on néglige la self-induction, le courant I et le potentiel E sont donnés par les équations

$$-\frac{dE}{dx} = xI, \text{ et } -\frac{dI}{dx} = gE, \quad (1)$$

qui conduisent pour E et I aux valeurs

$$E = Ae^{gx} + Be^{-gx} \text{ et } I = \frac{-Ae^{gx} + Be^{-gx}}{K}, \quad (2)$$

ou A et B sont les constantes d'intégration et β et K des constantes ayant pour valeurs

$$\beta = \sqrt{rg} \text{ et } K = \sqrt{\frac{r}{g}},$$

Si la tension à l'extrémité génératrice ($x=0$) est E_0 et le courant I_1 , les constantes sont déterminées par

$$A + B = E_0 - r_1 I_1 \text{ et } \frac{-A + B}{K} = I_1, \quad (3)$$

I_1 étant le courant produit par E_0 à travers la résistance r_1 .

On en déduit en éliminant I_1

$$A \left(1 - \frac{r_1}{K}\right) + B \left(1 + \frac{r_1}{K}\right) = E_0$$

ou

$$A\alpha_1 + B = \frac{1 + \alpha_1}{2} E_0, \quad (4)$$

en posant

$$\alpha_1 = \frac{K - r_1}{K + r_1}.$$

Si la résistance du circuit d'utilisation à l'extrémité réceptrice de la ligne est r_2 la tension de cette extrémité pour un courant d'utilisation I_2 sera $r_2 I_2$ de sorte que l'on aura les relations

$$Ae^{\beta l} + Be^{-\beta l} = I_2 r_2 \text{ et } \frac{-Ae^{\beta l} + Be^{-\beta l}}{K} = I_2. \quad (5)$$

d'où l'on déduit par élimination de I_2

$$Ae^{\beta l} + \alpha_2 Be^{-\beta l} = 0, \quad (6)$$

en posant

$$\alpha_2 = \frac{K - r_2}{K + r_2}.$$

Les relations (4) et (6) permettent de trouver A et B qui sont

$$A = \frac{-\alpha_2 \frac{1 + \alpha_1}{2} E_0 e^{-2\beta l}}{1 - \alpha_1 \alpha_2 e^{-2\beta l}}, \quad (7)$$

$$B = \frac{\frac{1 + \alpha_1}{2} E_0}{1 - \alpha_1 \alpha_2 e^{-2\beta l}}.$$

Ces considérations générales posées, deux méthodes sont employées pour mesurer la résistance d'isolement. L'une consiste à mesurer l'isolement à l'extrémité génératrice de la ligne à l'aide d'une source de force électromotrice,

l'extrémité réceptrice étant isolée et ouverte; elle correspond donc à $r_2 = \infty$ et $\alpha_2 = -1$.

La seconde méthode, plus exacte, consiste à mettre à la terre l'extrémité réceptrice et à fermer la ligne en court-circuit, en l'isolant si la ligne à deux conducteurs; on a dans ce cas $r_2 = 0$ et $\alpha_2 = 1$.

Dans le cas particulier où $r_2 = K$, on a $\alpha_2 = 0$ et par suite

$$A = 0 \text{ et } B = \frac{1 + \alpha_1}{2} E_0.$$

On voit sur les équations (3) que pour $A = 0$ K n'est autre chose que la résistance réduite d'une ligne infiniment longue mesurée à l'extrémité génératrice. Il en résulte que si la ligne est coupée en un point et fermée sur une résistance égale à K, les distributions du courant et de la tension seront les mêmes que pour une ligne infiniment longue. Les coefficients α_1 et α_2 sont appelés les coefficients de réflexion.

Dans le cas général, la résistance réduite à l'extrémité génératrice est d'après (3)

$$K_1 = \frac{E_0 - r_1 I_1}{I_1} = K \frac{A + B}{-A + B},$$

ou en remplaçant A et B par leurs valeurs

$$K_1 = K \frac{1 - \alpha_2 e^{-2\beta l}}{1 + \alpha_2 e^{-2\beta l}} = K \frac{e^{\beta l} - \alpha_2 e^{-\beta l}}{e^{\beta l} + \alpha_2 e^{-\beta l}}. \quad (8)$$

Pour

$$r_2 = \infty \text{ ou } \alpha_2 = -1,$$

on en déduit

$$K_1 = K \cotg \text{ hyp } \beta l.$$

et pour

$$r_2 = 0 \text{ ou } \alpha_2 = 1,$$

$$K_1' = K \tg \text{ hyp } \beta l.$$

On en déduit

$$K_1 K_1' = K^2 = \frac{r}{g}$$

d'où

$$R = \frac{1}{g} = \frac{K_1 K_1'}{r}. \quad (9)$$

R étant la résistance d'isolement en ohms par kilomètre.

La détermination exacte de R nécessite donc deux mesures celles de K_1 et de K_1' .

Pour obtenir ces deux quantités on peut employer soit un pont de Wheatstone ordinaire comme l'indique le schéma de la figure 1, soit un voltmètre.

Lorsque l et g sont petits l'expression de R se réduit à

$$R = lK_1,$$

et une seule mesure est nécessaire.

Avec le pont on doit en général faire deux mesures en connectant l'un ou l'autre des pôles de la batterie d'essai à la ligne, et prendre la

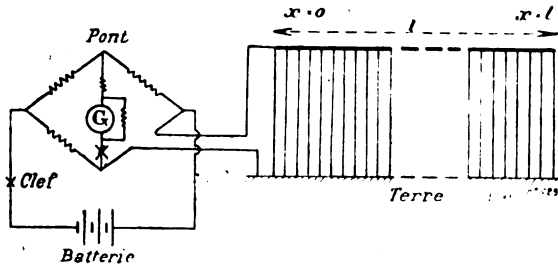


Fig. 1.

moyenne; si les deux mesures diffèrent sensiblement, il y a, comme on le sait, une source de force électromotrice dans les circuits de fuite.

Les objections que l'on peut présenter à la méthode du pont sont : l'influence des courants telluriques et la lenteur des mesures. La méthode du voltmètre est plus simple et nécessite moins d'appareils, mais il faut connaître la tension de la batterie et la résistance intérieure du voltmètre.

On fait encore deux mesures en disposant les connexions comme l'indique la figure 2.

Soit V_1 la lecture du voltmètre pour la ligne ouverte à l'extrémité réceptrice et V_1' pour la ligne en court-circuit. On a

$$K_1 = \frac{E_0 - V_1}{\frac{V_1}{r_1}} = \left(\frac{E_0}{V_1} - 1 \right) r_1$$

et

$$K_1' = \frac{E_0 - V_1'}{\frac{V_1'}{r_1}} = \left(\frac{E_0}{V_1'} - 1 \right) r_1 \quad (10)$$

où r_1 est la résistance du voltmètre.

L'équation (9) donne

$$R = \left(\frac{E_0}{V_1} - 1 \right) \left(\frac{E_0}{V_1'} - 1 \right) \frac{r_1^2}{r} \quad (11)$$

expression qui est indépendante de l .

Il est utile de connaître la température de la

ligne, on peut y arriver en mesurant la résistance d'une partie de la ligne.

Comme on dispose en général en série avec la batterie une résistance ou des lampes, il y a

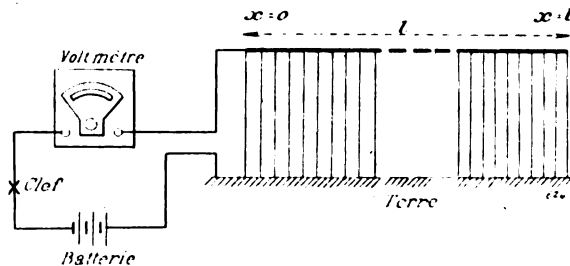


Fig. 2.

lieu d'ajouter la valeur de ces résistances à celle du voltmètre et de corriger les lectures en conséquence. On a alors pour la lecture corrigée V_1 la valeur

$$V_1 = V \left(\frac{r_1'}{r_1''} + 1 \right),$$

V étant la lecture à l'appareil, r_1' la résistance additionnelle et r_1'' la résistance du voltmètre.

Si l et g sont petits, les lectures peuvent être réduites à une seule.

Avec la ligne en court-circuit on a

$$E_0 = V_1' + \frac{V_1'}{r_1} lr = V_1' \left(1 + \frac{lr}{r_1} \right),$$

ou

$$\frac{E_0}{V_1'} - 1 = \frac{lr}{r_1}.$$

En portant cette valeur dans l'équation (11) il vient :

$$R = lr_1 \left(\frac{E_0}{V_1} - 1 \right). \quad (12)$$

expression bien connue qui dépend cette fois de l , mais où la résistance r n'intervient plus.

Avec les lignes à deux conducteurs, r doit être la résistance des deux conducteurs par kilomètre. Dans ce cas, il y a souvent lieu de mesurer les résistances d'isolement de chaque conducteur à la terre et des deux conducteurs entre eux; cette dernière doit être égale ou plus petite que la somme des deux autres.

M. Fowle applique les méthodes précédentes à quelques exemples et montre dans chaque cas les erreurs faites en adoptant la formule (12).

employée jusqu'ici, laquelle ne s'applique guère que pour des lignes assez courtes et en cuivre. Il va sans dire que la méthode précédente supposant la répartition des fuites homogènes le long de la ligne ne peut servir pour la localisation des défauts.

La méthode précédente suppose aussi négligeables les fuites directes à travers l'air; on peut calculer celles-ci, si l'on connaît la résistance spécifique du diélectrique, par la formule de J.-J. Thomson.

On a en effet pour la résistance réduite R par unité de longueur la formule

$$R = \frac{\sigma}{4\pi C},$$

σ étant la résistance spécifique du diélectrique et C la capacité par unité de longueur, définie pour une ligne simple avec retour par la terre, une ligne à deux conducteurs et un câble concentrique par les formules respectives :

$$C = \frac{1}{2 \log_n \frac{2h}{r}}$$

$$C = \frac{1}{4 \log_n \frac{d}{r}}$$

$$C = \frac{1}{2 \log_n \frac{r_2}{r_1}}$$

dans lesquelles r est le rayon du conducteur, h sa hauteur au-dessus du sol, d la distance entre les deux conducteurs et r_1 et r_2 les rayons extérieur et intérieur du câble concentrique.

On déduit de là pour la valeur de R dans les trois cas

$$R = \frac{\sigma}{2\pi} \log_n \frac{2h}{r}, \quad R = \frac{\sigma}{4\pi} \log_n \frac{d}{r}, \quad R = \frac{\sigma}{2\pi} \log \frac{r_2}{r_1}$$

Si σ est exprimé en ohm : centimètre cube, R sera exprimé en ohms par kilomètre si l'on multiplie son expression par 10^{-5} ou par $10^{-3} \times 2,3$ si l'on considère les logarithmes décimaux au lieu des logarithmes népériens.

C.-F. G.

L'équivalent de résistances, de self-inductions et de capacités mises en parallèle.
E Müllendorf. Zeitschrift für Electrotechnik, 31 janvier.

L'équivalent W_0 de plusieurs résistances pa-

ralèles $W_1, W_2, \dots, W_n$ est donné par l'égalité

$$\frac{1}{W_0} = \frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} + \dots + \frac{1}{W_n} \quad (1)$$

Pour des self-inductions la même égalité s'applique

$$\frac{1}{L_0} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n} \quad (2)$$

Pour des capacités en parallèle on a

$$C_0 = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (3)$$

Ces formules sont données dans les livres sans indication d'aucune limite d'emploi, et sont par suite considérées comme étant d'une application générale. Il n'est donc pas superflu d'indiquer dans quelles conditions ces relations sont exactes.

Quand deux points entre lesquels existe une force électromotrice périodique d'une amplitude de E volts et d'une vitesse angulaire ω , sont reliés par n dérivation parallèles parmi lesquelles chacune possède de la résistance, de la self-induction et de la capacité, la valeur instantanée du courant i dans la branche K est donnée par l'équation différentielle

$$e = W_k i + L_k \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_k} \int i dt \quad (4)$$

en appelant W_k, L_k, C_k les grandeurs relatives à la branche K . Il est fait abstraction de l'induction mutuelle entre les branches.

Si l'on se limite à la détermination de l'état stationnaire, l'intégrale de l'équation (4) est seule à considérer, et peut être mise, si la vitesse angulaire, les résistances, les coefficients de self-induction et les capacités sont supposés constants, sous la forme d'égalité vectorielle (1).

$$(E, \omega t) = W_k (J_k, \omega t - \varphi_k) + L_k \omega \left(J_k, \omega t - \varphi_k + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{C_k \omega} \left(J_k, \omega t - \varphi_k - \frac{\pi}{2} \right) \quad (5)$$

Dans cette équation φ_k désigne le décalage de J_k par rapport à E . En décalant la direction origine de l'angle $\varphi_k - \omega t$, l'équation 5 prend

(1) Voir Müllendorf : Ausgaben aus der Electrotechnik chap. VIII.

la forme simplifiée :

$$(E, \varphi_k) = W_k(J_k, 0) + L_k\omega \left(J_k, \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{C_k\omega} \left(J_k, -\frac{\pi}{2} \right) \quad (6)$$

d'où on tire

$$E \sin \varphi_k = J_k \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right),$$

$$E \cos \varphi_k = J_k W_k$$

et

$$J_k = \frac{E}{\sqrt{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2}}, \quad \operatorname{tg} \varphi_k = \frac{L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega}}{W_k} \quad (7)$$

égalités applicables pour toutes les valeurs de K de 0 à n . On obtient J_k en ampères quand W_k est donné en ohms, L_k en henrys et C_k en farads.

Il doit exister entre le courant équivalent et les courants individuels dans les dérivation la relation

$$(J_0, \varphi_0) = (J_1, \varphi_1) + (J_2, \varphi_2) + \dots + (J_n, \varphi_n)$$

ou sous une autre forme

$$J_0 \sin \varphi_0 = J_1 \sin \varphi_1 + J_2 \sin \varphi_2 + \dots + J_n \sin \varphi_n$$

$$J_0 \cos \varphi_0 = J_1 \cos \varphi_1 + J_2 \cos \varphi_2 + \dots + J_n \cos \varphi_n$$

d'où, comme il résulte de (7).

$$J_k \sin \varphi_k = \frac{\left(E L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2}$$

$$J_k \cos \varphi_k = \frac{E W_k}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2}$$

D'où

$$\frac{W_0}{W_0^2 + \left(L_0\omega - \frac{1}{C_0\omega} \right)^2} = \sum_1^n \left\{ \frac{W_k}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2} \right\}$$

et

$$\frac{L_0\omega - \frac{1}{C_0\omega}}{W_0^2 + \left(L_0\omega - \frac{1}{C_0\omega} \right)^2} = \sum_1^n \left\{ \frac{L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega}}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2} \right\}$$

Si l'on pose pour abréger

$$\sum_1^n \left\{ \frac{W_k}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2} \right\} = A$$

et

$$\sum_1^n \left\{ \frac{L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega}}{W_k^2 + \left(L_k\omega - \frac{1}{C_k\omega} \right)^2} \right\} = B$$

on obtient finalement.

$$\left. \begin{aligned} W_0 &= \frac{A}{A^2 + B^2} & L_0\omega - \frac{1}{C_0\omega} &= \frac{B}{A^2 + B^2} \\ J_0 &= E\sqrt{A^2 + B^2} & \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{B}{A} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

On en déduit que :

1° La résistance ohmique équivalente dépend de la fréquence, de la self-induction, et de la capacité de chacune des dérivation.

2° Les équivalents des self-inductions et des capacités sont indéterminés entre eux et ne sont donnés que dans leur relation.

$$\left(L_0\omega - \frac{1}{C_0\omega} \right).$$

En particulier pour $B > 0$ une self-induction seule,

$$L_0 = \frac{B}{\omega(A + B^2)}$$

peut être équivalente à W_0 , et pour $B < 0$ une capacité seule

$$C_0 = - \frac{A^2 + B^2}{\omega B}$$

pour $B = 0$, la simple résistance ohmique $W_0 = \frac{1}{A}$ est équivalente aux n dérivation.

De l'équation 8 on déduit la relation (1) pour

$$L_1 = L_2 = \dots = L_n = 0 \quad C_1 = C_2 = \dots = C_n = \infty,$$

la relation (2) pour

$$W_1 = W_2 = \dots = W_n = 0 \quad C_1 = C_2 = \dots = C_n = \infty$$

et la relation (3) pour

$$W_1 = W_2 = \dots = W_n = 0 \quad L_1 = L_2 = \dots = L_n = 0$$

Il n'est donc pas surprenant que dans des expériences de télégraphie sans fil par exemple, on ait trouvé que la capacité d'antennes montées en parallèle était plus faible que la somme des capacités des fils individuels.

L'égalité (1) seule conserve sa valeur dans un

autre cas général, lorsque la relation

$$L_k \omega - \frac{1}{C_k \omega} = p W_k \quad (9)$$

s'applique pour toutes les valeurs de K de 1 à n , p étant une constante. On a

$$\frac{1}{W_0} = \sum_1^n \frac{1}{W_k}$$

et à la place des égalités (2) et (3) les relations

$$\frac{1}{L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega}} = \sum_1^n \frac{1}{L_k \omega - \frac{1}{C_k \omega}} \quad (10)$$

De plus on a, lorsque la condition 9 est remplie, les relations

$$\frac{1}{\sqrt{W_0^2 + \left(L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega}\right)^2}} = \sum_1^n \frac{1}{\sqrt{W_k^2 + \left(L_k \omega - \frac{1}{C_k \omega}\right)^2}}$$

$$J_0 = \frac{E}{\sqrt{W_0^2 + \left(L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega}\right)^2}} \quad \text{tg } \varphi_0 = p$$

$$J_0 = J_1 + J_2 + \dots + J_n \quad \varphi_0 = \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_n.$$

Pour deux dérivations, les équations 8 se transforment en

$$\begin{aligned} W_0 &= \frac{W_1 \left[W_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right] + W_2 \left[W_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right]}{(W_1 + W_2)^2 + \left[(L_1 + L_2) \omega - \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{\omega} \right]^2} \\ L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega} &= \frac{\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left[W_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right] + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \left[W_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right]}{(W_1 + W_2)^2 + \left[(L_1 + L_2) \omega - \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{\omega} \right]^2} \\ J_0 &= E \sqrt{\frac{(W_1 + W_2)^2 + \left[(L_1 + L_2) \omega - \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{\omega} \right]^2}{\left[W_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right] \left[W_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right]}} \\ \text{tg } \varphi_0 &= \frac{W_1 \left[W_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right] + W_2 \left[W_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right]}{\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left[W_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2 \right] + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \left[W_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)^2 \right]} \end{aligned} \quad (11)$$

De la seconde égalité de ce système (11) on déduit, pour

$$C_0 = C_1 = C_2 = \infty$$

c'est-à-dire en l'absence de condensateurs

$$L_0 = \frac{L_2 (W_2^2 + \omega^2 L_2^2) + L_1 (W_1^2 + \omega^2 L_1^2)}{(W_1 + W_2)^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)^2}$$

On voit que dans ce cas aussi I_0 dépend de ω et que la formule connue

$$I_0 = \frac{W_2^2 L_1 + W_1^2 L_2}{(W_1 + W_2)^2}$$

n'est applicable que pour $\omega = 0$ ou pour

$$\frac{L_1}{W_1} = \frac{L_2}{W_2}$$

cas dans lequel elle peut se mettre sous la forme plus simple

$$\frac{1}{L_0} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$$

La condition (9), dans le cas de deux dériva-

tions, donne pour valeur de ω ,

$$\omega = \sqrt{\frac{\frac{W_2}{C_1} + \frac{W_1}{C_2}}{W_2 L_1 - W_1 L_2}}$$

en admettant que la racine soit réelle.

Pour cette valeur de ω l'égalité (10) est valable pour $n = 2$ et le rapport g est donné par

$$p^2 = \frac{\left(\frac{L_2}{C_2} - \frac{L_1}{C_1}\right)^2}{(W_2 L_1 - W_1 L_2) \left(\frac{W_2}{C_1} - \frac{W_1}{C_2}\right)}$$

Pour

$$W_1 = W_2 = \dots = W_n = W$$

et

$$L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} = L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} = \dots = L_n \omega - \frac{1}{C_n \omega}$$

on a

$$W_0 = \frac{W}{n} \text{ et } L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega} = \frac{1}{n} \left(L \omega - \frac{1}{C \omega} \right)$$

Cette dernière valeur peut être rendue indépendante de ω en faisant

$$L_0 = \frac{L}{n} \quad C_0 = n C.$$

Si l'on n'a pas

$$L_1 = L_2 = \dots = L \quad C_1 = C_2 = \dots = C,$$

il faut poser

$$\omega = \sqrt{\frac{\frac{1}{C_\mu} - \frac{1}{C_\nu}}{L_\mu - L_\nu}}$$

B. L.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

Sur la théorie du moteur à répulsion,
C.-P. Steinmetz.

L'auteur décrit des moteurs d'essais qu'il a étudiés pour Eickemeyer en 1891-1893. Ces moteurs avaient déjà un rendement de 75,5 p. 100 pour un facteur de charge de 79 p. 100. La fréquence était 4,25 et 66,5 périodes. L'auteur expose ensuite comment le moteur à répulsion est né du moteur-série à courant alternatif. Eickemeyer avait placé sur le moteur-série un enroulement compensateur dont l'axe est perpendiculaire à l'axe de l'enroulement de champ. L'armature agit alors comme la bobine primaire d'un transformateur et induit un courant dans l'enroulement compensateur court-circuité. On peut renverser ce dispositif, amener le courant primaire dans l'enroulement compensateur et placer sur le collecteur dans la direction de l'axe une paire de balais court-circuités. Les actions des deux enroulements qui entourent l'armature peuvent être réunies en décalant les balais jusqu'à ce que la cotangente de l'angle entre la direction des balais et l'axe de la bobine compensatrice soit égale au rapport des ampèretours d'armature et des ampèretours de champ. Dans

le moteur-série les pertes par hystérésis dans le fer de l'armature sont proportionnelles à la fréquence totale; dans le moteur à répulsion elles sont proportionnelles au glissement et nulles au synchronisme. Steinmetz prouve mathématiquement qu'il existe dans le moteur à répulsion un champ elliptique qui devient circulaire au synchronisme: il montre aussi que ce moteur peut fonctionner comme générateur. Contrairement à ce que l'on fait pour le moteur d'induction, on ne doit pas dans la théorie du moteur à répulsion, supposer les réactances constantes, à cause des différentes saturations. La courbe d'un des flux est pointue et celle de l'autre flux est aplatie.

Sur les propriétés caractéristiques du moteur à répulsion, J.-W. Slichter.

L'auteur donne des indications relatives au moteur à répulsion que construit actuellement la General Electric Co pour la traction sur voies ferrées. D'une façon générale le moteur a les mêmes caractéristiques qu'un moteur-série à courant continu et sa vitesse est indépendante de la charge et de la différence de potentiel aux bornes. Le facteur de charge est faible au démarrage, mais comme le point du couple maximum

correspond au point du facteur de charge minimum, cet inconvénient n'est pas sensible. Le facteur de charge croît rapidement avec la vitesse et atteint 90 p. 100. Ce chiffre très favorable, qui peut encore être élevé si l'on emploie un dispositif compensateur, permet d'adopter un entrefer de 3 mm et même plus. Le rendement est inférieur à celui des moteurs à courant continu, mais atteint quand même, pour des moteurs de 50 à 200 chevaux des valeurs comprises entre 80 et 85 p. 100, toutes pertes comprises. La commutation est bonne près du synchronisme, car il existe alors un véritable champ tournant.

O. A.

INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS

Sur les résultats d'exploitation du City and South London Railway. Mac Mahon.

La voie est équipée avec le système du troisième rail : la différence de potentiel entre les rails extérieurs et les rails de roulement servant au retour du courant est 1 000 volts. À côté des génératrices à haute tension se trouvent, à la station centrale, des génératrices à 500 volts groupées par 4 en série pour produire du courant continu à 2 000 volts entre rails extérieurs. Le courant à haute tension est converti dans les sous-stations par des groupes moteurs générateurs produisant le courant continu. La station centrale contient des générateurs de 175 et de 800 kilowatts qu'on connecte aux feeders d'après la charge. En cas de court-circuit, les disjoncteurs ne coupent pas complètement le courant mais intercalent dans le circuit une résistance qui réduit le courant à une valeur normale. Le trafic total n'est donc pas interrompu brusquement ; les automotrices peuvent gagner à vitesse réduite la plus proche station et les lampes restent encore rouges.

La station centrale contient deux types de machines à vapeur ; des machines Willans à grande vitesse de 300 kilowatts et des machines Corliss à faible vitesse de 800 kilowatts. Les premières consomment, à la charge normale de 559 chevaux, 8,05 kg de vapeur sèche par cheval-heure, ou, en admettant un rendement de 93 p. 100 pour les générateurs, 11,58 kg par kilowatt-heure.

Pour une charge de 676 chevaux (surchage)

la consommation de vapeur est de 10,5 kg par kilowatt-heure : la pression de la vapeur et le vide au condenseur étant les mêmes dans les deux cas, c'est-à-dire 10,2 atmosphères et 59 cm de mercure. Les machines Corliss ont été mises en charge normale pendant 10 heures avec 977,25 chevaux et surchargées pendant une heure (1 173 chevaux). La vapeur avait 4,5 p. 100 d'humidité ; le vide était de 65,4 cm et la pression de vapeur de 9,3 atmosphères. La consommation de vapeur par kilowatt-heure fut de 9,79 kg pour la charge normale et de 10,2 kg pour la surcharge. Avec de la vapeur sèche, la consommation s'abaisserait à 9,3 kg. Des essais entrepris pendant le service normal ont donné le chiffre de 13,7 kg de vapeur pour les machines Willans sous une charge normale et à peu près constante. Les machines Corliss ont consommé, à 56 p. 100 de la charge normale, 10,8 kg de vapeur seulement par kilowatt-heure. Ces dernières machines sont donc beaucoup plus avantageuses que les premières au point de vue de la consommation de vapeur. Les frais de graissage s'élèvent pour les machines Willans à 0,36 centime par kilowatt et à 0,84 centime pour les machines Corliss ; les réparations à 0,54 centime et 0,24 centime par kilowatt.

Pendant un service ininterrompu de 18 heures, le rendement de l'installation totale a été déterminé par la mesure des quantités de charbon et d'eau employées. Le pouvoir calorifique du charbon (Broomkill) était 13 200 unités anglaises ; le degré d'humidité 8,16 p. 100 ; la teneur en cendres 5,6 p. 100. Les gaz dégagés contenaient 10,3 p. 100 d'acide carbonique. Les mesures donnèrent :

Consommation totale de charbon	40,27 tonnes
Consommation en eau d'alimentation	316,671 —
Eau vaporisée par kilogramme de charbon	8,6 kg
Eau de condensation	232,802 tonnes
Vapeur par unité (condenseur inclus)	10,84 kg
Charbon	1,59 kg

L'installation dispose aussi d'une série d'ascenseurs hydrauliques. La pression d'eau nécessaire est produite par des pompes mues par des machines à vapeur ; la consommation de charbon de ces pompes est comprise dans les résultats de mesure indiqués.

Outre le réseau de traction, la station centrale alimente un grand nombre d'ascenseurs électriques. L'auteur a comparé les frais entraînés par ces derniers avec les frais des ascenseurs hydrauliques. Alors que ceux-ci accomplissaient par jour 2 209 trajets, les premiers en accomplissaient 4 254. Le chemin parcouru en un mois par tous les ascenseurs réunis est de 44 480 km, dont 32 800 pour les ascenseurs électriques.

Les frais par ascenseur-kilomètre se répartissent comme suit :

	Ascenseurs hydrauliques	Ascenseurs électriques
Salaires du personnel d'exploitation.	1,128	1,341
Graissage et nettoyage : réparations.	0,24	0,31
Renouvellement des câbles.	0,397	0,6536
Energie consommée.	6,09	2,77
Frais totaux d'exploitation.	8,02	5,40

La consommation de charbon pour la production de l'énergie électrique était à peu près égale à la consommation pour la production de la pression d'eau.

L'auteur pense que des améliorations dans la construction du matériel électrique abaisseraient encore les chiffres relatifs à l'exploitation électrique.

Une série de recherches a permis de déterminer le rendement des sous-stations. Un essai a donné pour le rendement du transport d'énergie 91,6 p. 100, pour le rendement de la transformation 92 p. 100 : le rendement combiné ressort donc à 84,15 p. 100. Il faut en déduire le rendement des batteries d'accumulateurs et de leurs accessoires ; le rendement total des sous-stations est alors de 81,65 p. 100.

Les frais de production par kilowatt-heure, pour une consommation en charbon de 1,49 kg à 1,77 kg par kilowatt-heure et une production d'ensemble de 3 781 087 kilowatts-heure dans le premier semestre 1902 se répartissent comme suit :

Combustible.	9,3 c.
Eau, huile, divers.	1,38 c.
Salaires, etc.	1,68 c.
Réparations, etc.	0,84 c.

Les frais d'exploitation des sous-stations s'élèvent à 1,05 centime par kilowatt-heure ; le facteur de charge est 49 p. 100.

Dans le premier semestre 1902 il y a eu

44,5 millions de tonnes-kilomètre : en comptant une consommation de 34,5 watts-heure par tonne-kilomètre, la consommation de charbon ressort à 0,060 kg, ou, si l'on comprend les pertes dans les chaudières à vapeur 0,068 kg. On ne peut pas faire de comparaison avec les locomotives à vapeur car les conditions d'exploitation ne sont pas les mêmes avec ces machines qu'avec des locomoteurs électriques. L'auteur est néanmoins convaincu que l'exploitation électrique est beaucoup plus économique.

Les anciens locomoteurs étaient équipés avec des moteurs Gramme qui présentèrent des défauts au bout de 160 000 km et durent être enroulés à nouveau au bout de 240 000 km. Chacune de ces réparations a élevé les frais de 500 fr environ. Dernièrement, les locomotives ont été équipées avec de nouveaux moteurs à induits dentés, et plusieurs locomotives ont déjà parcouru 170 000 km sans nécessiter aucune réparation sérieuse. Les petites réparations nécessaires ont été si minimes que pendant toute la période d'exploitation les locomotives n'ont été immobilisées aux ateliers que pendant 1/6 p. 100 du temps.

Les frais d'exploitation des locomotives par tonne-kilomètre se répartissent de la façon suivante :

Graissage et nettoyage.	1,83 c.
Réparation au matériel.	2,58 c.
Salaires.	4,4 c.

Y compris les frais d'exploitation à la station centrale et les salaires, les frais totaux par kilomètre-train s'élèvent à 86,4 centimes.

O. A.

NORTHWESTERN ELECTRICAL ASSOCIATION

Sur les générateurs à double courant,
L. Waters.

L'auteur montre que l'emploi de machines à double courant est recommandable dans tous les ateliers où les courants triphasés et le courant continu sont simultanément nécessaires. Le rendement est toujours meilleur que quand on emploie des convertisseurs ou des moteurs-générateurs. L'inconvénient de ce procédé est la dépendance inévitable entre les tensions d'alimentation du courant continu et des courants alternatifs. L'industrie n'a pas encore entrepris sur une grande échelle la fabrication de ces

machines et la plupart du temps il faut étudier de nouveaux modèles et de nouveaux dessins. Mais on peut très bien employer comme générateurs à double courant des machines normales à courant continu dont on modifie légèrement la vitesse de rotation. Par exemple, une machine de 2500 kilowatts 250 volts peut faire un excellent générateur à double courant à 25 périodes ; on n'a qu'à lui ajouter des bagues, à augmenter un peu l'entrefer et à placer plus de cuivre sur l'inducteur : ces modifications n'augmentent que de 20 p. 100 le prix de la machine. Par contre il serait difficile de transformer une machine de 500 kilowatts 500 volts en un générateur à double courant à 25 périodes. La construction de machines à 60 périodes offre de grandes difficultés car aucun des modes de construction actuels de porte-balais ne permet d'assez grandes vitesses périphériques. Des générateurs à double courant à 25 périodes peuvent être accouplés directement avec la dynamo ; des machines à 40 périodes ne peuvent être entraînées que par courroie ; et il ne faut pas songer à employer avantageusement des machines à 60 périodes autrement qu'avec la commande directe par turbine à vapeur.

E. B.

ACADÉMIE DES SCIENCES DE BERLIN

Phénomènes thermiques présentés par l'organe électrique de Torpedo, J. Bernstein et A. Tschermak. Mémoire présenté à l'Académie des Sciences de Berlin, séance du 21 janvier 1904 ; voir les *Sitzungsberichte*, p. 301-316.

Les auteurs ont étudié les phénomènes thermiques présentés par l'organe électrique de *torpedo*. Les recherches physiologiques jusqu'ici faites dans cette voie ont eu pour objet d'établir l'intensité, la direction et la durée des chocs. C'est à ce propos qu'on a trouvé que les décharges se décomposent en impulsions individuelles de courte durée, suivant toujours la même direction. Les éléments juxtaposés dans les colonnes de l'organe prendraient une tension négative du côté de l'entrée de la fibre nerveuse. Quant à ce qui concerne la cause des différences de potentiel produites dans ces éléments, les recherches jusqu'ici faites n'ont cependant pu donner d'explications plausibles. Or, d'après les récentes théories thermodynamiques des piles galvaniques, il convient de distinguer les piles exother-

miques s'échauffant pendant le fonctionnement, des piles endothermiques, c'est-à-dire se refroidissant lorsqu'elles fonctionnent. Alors que la force électromotrice de la première diminue, celle de ces dernières s'accroît à température croissante. Or voici les expériences que viennent de faire les auteurs, pour la plupart dans la station zoologique de Naples. Pour déterminer les variations de température de l'organe électrique des poissons, on s'est servi de piles fer-constantan à 10 ou à 20 éléments, plongées dans les organes détachés ou introduites entre les deux organes d'un même poisson ; un galvanomètre Rubens extrêmement sensible se trouvait en relation avec la pile ; l'irritation de l'organe a été produite à partir des nerfs au moyen des courants d'une bobine d'induction, agissant le plus souvent pendant une seconde. Comme il était impossible de déterminer l'énergie électrique de la décharge par la méthode électrique de l'électrodynamomètre, les auteurs ont déterminé la quantité de chaleur développée dans le circuit extérieur au moyen d'un thermomètre électrique à air analogue à celui de Riess. Ces expériences ont donné le résultat remarquable que les variations de température que subit l'organe irrité sont extrêmement petites ; c'est dire que l'organe électrique se distingue essentiellement des muscles par ces phénomènes thermiques. Il ne peut donc être assimilé aux piles fonctionnant d'une façon exothermique avec des dégagements considérables de chaleur chimique. Il paraît même probable que cet organe électrique constitue une pile endothermique, pile de concentration. Il semble qu'au point de vue des phénomènes thermiques cet organe ressemble aux tissus nerveux bien plus qu'aux tissus musculaires. Ces recherches sont confirmées par des expériences ultérieures faites en vue de trouver le coefficient de température de la puissance des chocs.

A. G.

L'expérience des réseaux de Hertz dans la région du spectre visible, F. Braun. Mémoire présenté à l'Académie des Sciences de Berlin, séance du 21 janvier 1904 ; *Sitzungsberichte*, p. 154-170.

L'auteur a tâché de réaliser l'expérience des réseaux électriques de Hertz dans la région du spectre visible. On sait que dès 1888, M. Hertz a fait voir que les oscillations électriques traversant l'air et venant tomber sur un réseau de

fil métalliques se décomposent en deux composantes : alors que la vibration parallèle aux fils est réfléchiée, la vibration normale est transmise sans affaiblissement appréciable. Il va de soi que la production de phénomènes analogues dans la région du spectre visible constituerait une preuve de plus de l'identité des oscillations visibles lumineuses, avec les oscillations électriques. Or, en 1886, le professeur Kundt avait fait l'expérience suivante : ayant produit sur des plaques de verre placées horizontalement au-dessous d'un mince fil métallique vertical à une distance de quelques millimètres, des miroirs métalliques (de la forme d'un cône extrêmement aplati) par la projection du fil métallique, servant de cathode dans l'espace raréfié, ce savant a étudié une couche métallique pareille à la lumière sensiblement parallèle, entre deux nicols entrecroisés ; il a observé que la plaque métallique éclaircissait le champ visuel, en même temps qu'il s'est détaché une croix noire aux bras parallèles aux plans de polarisation. M. Kundt avait interprété ce phénomène comme une double réfraction due à l'orientation des particules projetées. Contrairement à cette interprétation contredite par la nature autrement isotrope des métaux, l'auteur suggère l'hypothèse que les particules orientées en direction radiante, bien que se présentant au microscope comme couche homogène, se comportent comme un réseau de Hertz. Il réussit en effet à démontrer la justesse de cette hypothèse et l'analogie parfaite du phénomène de Kundt avec les phénomènes présentés par les réseaux électriques de Hertz. Citons parmi les applications de ce phénomène suggérées par l'auteur la discussion des images microscopiques de coupes minces des tissus organiques colorés à l'or.

A. G.

SOCIÉTÉ ALLEMANDE DE PHYSIQUE

Dégagement de chaleur du radium. J. Precht.
Mémoire présenté à la Société allemande de Physique.
Séance du 5 février 1904 ; voir les *Verhandlungen*, p. 101-104.

L'auteur a étudié le dégagement de chaleur du radium. La quantité de chaleur dégagée par le chlorure de radium a été évaluée à environ 100 calories par heure et par gramme de radium pur par MM. Curie et Laborde ; d'autre part, l'auteur en collaboration avec M. Runge a estimé

cette même quantité à 105 calories par heure. Or, M. Precht vient de reprendre ses recherches en se servant d'un calorimètre à glace où l'on avait introduit 34,1 megohms de bromure de radium renfermé dans un tube de verre scellé. Après que toute différence de chaleur étrangère à l'action du radium eut été éliminée par un repos prolongé de l'appareil, M. Precht a procédé à des mesures, d'après lesquelles le dégagement de chaleur d'un gramme de bromure de radium équivaldrait à 61,15 calories par heure. Or, d'après la formule $Ra Br^2$ et le poids atomique du radium déterminé par voie spectroscopique (258), 1 gr de radium dégagerait 98,83 calories par heure. Il en résulterait que 6,4 kg de radium fournissent d'une façon permanente la quantité de chaleur correspondant à la force d'un cheval. L'accord remarquable de toutes les observations faites jusqu'ici rend probable la supposition que le dégagement de chaleur des sels de radium, abandonnés à eux-mêmes, constitue une constante physique.

A. G.

ÉLECTROTECHNISCHE GESELLSCHAFT FRANCFORT

Séance de janvier.

Le rendement du moteur synchrone et l'influence de la forme des courbes sur ce dernier. L. Bloch.

Partant d'une comparaison entre le moteur synchrone et le moteur asynchrone, l'auteur aborde la question du rendement du moteur synchrone d'après son diagramme.

En définissant la réactance, l'auteur indique son influence sur la chute de tension dans les alternateurs. Les courbes de la puissance disponible sont représentées dans le diagramme par des cercles dont on déduit d'une façon simple l'allure caractéristique des courbes en V.

L'introduction d'une résistance est très nuisible au rendement du moteur synchrone, tandis que l'accroissement de la réactance par l'intercalation d'une bobine de self-induction exerce jusqu'à un certain point une influence favorable sur la tenue du moteur synchrone, comme cela résulte du diagramme théorique et des courbes relevées expérimentalement.

Passant à l'influence de la forme des courbes, le conférencier montre que, lorsque la forme de courbe de tension du générateur et du moteur,

ou des deux, ne sont pas sinusoïdales, il se produit, même pour de faibles différences en pour cent avec la sinusoïde pure, des courants intenses de fréquences élevées qui s'additionnent géométriquement à l'onde fondamentale. Il s'ensuit que l'on ne peut plus jamais arriver au facteur de charge $\cos \varphi = 1$, et que les valeurs les plus favorables trouvées pour le facteur de charge s'écartent d'autant plus de l'unité que les intensités de courant de fréquences élevées sont plus considérables. Les fortes déformations des courbes de courant pour de faibles déformations des courbes de tension ont été trouvées dans un grand nombre d'expériences. On peut réduire considérablement les intensités de courant dues aux harmoniques élevées, grâce à la réactance d'une bobine de self-induction que l'on intercale dans le circuit. Comme conclusion, l'auteur indique la nécessité qu'il y aurait à obtenir des courbes presque sinusoïdales chaque fois qu'il s'agit de l'alimentation de moteurs synchrones. Cette communication est suivie d'une discussion très vive prouvant tout l'intérêt qu'a pris la Société au sujet traité par le conférencier.

B. I.

Séance du 26 janvier 1904.

La séance est ouverte par le président, M. E. Naglo, qui parle en termes émus de la mort du D^r Frédéric von Hefner-Alteneck, décédé le 7 janvier, à la suite d'une attaque. Il rappelle quelle part active Hefner-Alteneck a pris dans toutes les branches de l'Electrotechnique et de quel précieux concours il a toujours été pour l'Electrotechnischer Verein, dont il fut plusieurs fois président. Cette mort frappe non seulement l'Allemagne, mais en général tous ceux qu'intéresse l'Electrotechnique.

Fredéric von Hefner-Alteneck avait débuté dans l'électrotechnique pratique en 1876, aux côtés de Werner von Siemens. La construction et le développement de la machine dynamo électrique, en particulier l'enroulement en tambour de l'armature, et la construction de la lampe à arc différentielle, sont dus à Hefner-Alteneck : ces deux inventions sont des faits typiques et marquants de l'histoire de notre électrotechnique moderne. L'unité de lumière qu'on appelle bougie Hefner est aussi l'un des fleurons de la couronne du défunt, dont le nom

passera à la postérité. Outre ses connaissances, ses travaux et ses résultats scientifiques extrêmement importants, il était Ehrendoctor à la faculté philosophique de l'Université de Munich et membre de l'Académie des sciences de Prusse.

Hefner-Alteneck, connu et estimé dans le monde entier comme homme de science, n'était pas moins apprécié comme homme privé ; sa vie de famille était exemplaire, et c'était un ami dévoué toujours prêt à obliger tous ceux qui s'adressaient à lui.

Le D^r F. Meesen prend ensuite la parole sur

L'emploi des tubes comme conducteurs de paratonnerres.

L'auteur parle d'une installation établie sur un important monument pour lequel une sécurité absolue contre les effets de la foudre était nécessaire. Le réseau de connexions sur le faite de l'établissement est parfaitement conditionné, et ce réseau est relié à la terre par un grand nombre de conducteurs de descente constitués par des tubes en cuivre analogues aux tubes de chauffage par la vapeur ou de distribution d'eau. L'assemblage de ces tubes avait été fait par introduction de leurs bouts les uns dans les autres, et la conduite ainsi formée était profondément enterrée à son extrémité inférieure. Les mesures faites par l'auteur ont montré que la résistance électrique entre le réseau de conducteurs du faite et la terre était extrêmement considérable. Or, l'ingénieur qui avait établi cette conduite, avait cru se conformer strictement aux prescriptions de la Société, d'après lesquelles une grande surface de contact doit exister aux jonctions des diverses parties de la canalisation : l'auteur croit donc utile d'appeler l'attention sur ce point, puisqu'un bâtiment dont le caractère exigeait le maximum de sécurité se trouve au contraire dans de très mauvaises conditions. Evidemment les décharges des coups de foudre franchissent avec une grande facilité les espaces entre les différents tubes mis bout à bout, qui présentent une énorme résistance électrique, mais les étincelles qui en résultent sont un danger et peuvent occasionner des incendies. On peut rappeler à ce sujet l'exemple cité par le professeur Weber d'une église de Lübeck dont le toit, recouvert de larges plaques de cuivre superposées, avait été utilisé comme paratonnerre et qui prit feu sous l'effet d'un coup de foudre,

par suite de la formation d'étincelles entre les plaques de cuivre.

L'expérience nous a appris que l'ancien paratonnerre unique de Gay-Lussac est insuffisant; il est nécessaire d'employer comme moyen de protection un réseau très divisé pour conduire sans danger les énormes quantités d'électricité libérées dans un coup de foudre, car il se produit toujours des décharges parallèles, des coups de foudre secondaires dangereux pour le bâtiment. Mais la conduction de grandes quantités d'électricité est rendue dangereuse, ou tout au moins ralentie, lorsqu'il y a de petites interruptions dans la conduite magnétique. Quoique ces dernières soient facilement franchies par les tensions élevées, il se produit un ralentissement considérable de la décharge, d'où résultent des décharges parallèles ou secondaires. En outre, il faut remarquer que chaque coup de foudre donne lieu, dans le réseau du paratonnerre, à des oscillations électriques, même si la décharge elle-même n'a pas le caractère oscillant. Plus la résistance ohmique est considérable et plus la formation de ces oscillations est favorisée : c'est pourquoi, dans ses prescriptions, la Société a recommandé d'employer des surfaces de contact aussi grandes que possible.

Si l'on veut suivre ces prescriptions, il ne faut pas se contenter de simples contacts dont les défauts s'accroissent de jour en jour, mais il faut assurer une liaison intime et durable entre les tubes ou les diverses parties de la canalisation. En outre, il faut recourir le plus souvent possible à l'essai galvanométrique; la plupart des techniciens considèrent cet essai comme inutile, dispendieux et gênant, mais l'auteur pense qu'il est impossible d'établir sérieusement une installation efficace sans son secours. B. L.

CLEVELAND INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

Sur les frais de production du courant. J. Fox.

Les lois anglaises obligent les usines de production d'électricité à soumettre annuellement au ministre du Commerce le total des kilowatts-heure produits avec la décomposition du prix de revient en consommation de charbon, salaires, etc. On peut donc avoir sur ce sujet des renseignements intéressants auxquels M. J. Fox a ajouté une étude très complète sur les frais d'ex-

ploitation d'installations privées. Les résultats présentés par l'auteur méritent quelque attention. En premier lieu, on peut remarquer que les frais de production du courant sont sensiblement plus faibles dans les installations privées que dans les stations centrales. L'auteur a dressé un tableau des 12 stations centrales qui, en Angleterre, présentent les frais minima pour la production du courant. Les chiffres les plus minimes relevés sur ce tableau se rapportent à Bradford et atteignent par kilowatt-heure vendu 5,4 centimes décomposés comme suit :

Charbon	2,7 centime
Eau graissage, nettoyage, etc.	0,52 —
Salaires	0,83 —
Réparation	1,35 —

Ce résultat favorable peut être attribué en partie à ce que Bradford vend annuellement plus de 9 000 kilowatts-heure ou 1 430 kilowatts-heure par kilowatt de la puissance installée. Dans les 11 autres stations centrales la durée d'utilisation est inférieure à 1 000 heures; le facteur d'utilisation n'atteint pas 12 p. 100, alors qu'il est de 16 p. 100 à Bradford.

A ce tableau, M. Fox en oppose un second, dans lequel il donne les frais de production du courant pour 7 installations privées. La comparaison n'est pas absolument rigoureuse car, pour les stations centrales, les frais se rapportent au kilowatt-heure vendu et, dans les installations privées, au kilowatt-heure produit. Mais, même en tenant compte de cette légère correction, la différence de frais est extrêmement considérable. Les chiffres les plus favorables sont les suivants :

Charbon	1,44 centime
Eau, graissage, nettoyage, etc.	1,114 —
Salaires	0,227 —
Réparations	0,189 —
Total	1,97 centime

On a obtenu ces chiffres en relevant exactement les frais d'exploitation pendant une semaine. Une seconde semaine a donné comme chiffre moyen 2,16 centimes, une troisième semaine 2,52 centimes et une quatrième 2 centimes. La plus mauvaise semaine elle-même présente un chiffre extraordinairement bas : il faut dire que cette installation est dans des conditions particulières, car elle travaille jour et nuit sans interruption et chaque kilowatt ins-

tallé correspond annuellement à 5 400 kilowatts-heure. Le facteur d'utilisation est donc de 62 p. 100. L'utilisation moyenne des 7 installations privées est beaucoup plus élevée que celle des stations centrales et atteint 4 000 kilowatts-heure annuels par kilowatt installé, correspondant à un facteur d'utilisation de 45 p. 100. En ce qui concerne la consommation de charbon par kilowatt-heure produit, les installations privées présentent aussi des résultats remarquables. Dans une installation de Middlesboro le kilowatt-heure est produit par 1,34 kgr de charbon, et le prix moyen de ce dernier est de 10 francs la tonne.

L'auteur montre ensuite quelle grande influence a sur le rendement la durée journalière d'exploitation. Il cite l'exemple d'une installation privée de Birmingham dans laquelle les frais de production du courant, pour une marche de jour seulement, correspondant à 1 240 kilowatts-heure annuels par kilowatt installé, s'élevaient à 3,64 centimes par kilowatt-heure. Les frais s'élevèrent à 4,25 centimes pour une marche de jour et nuit correspondant à 1 490 kilowatts-heure par kilowatt installé : cette élévation du prix de revient est due à la faible charge à laquelle les machines travaillaient la nuit.

L'installation citée plus haut, dans laquelle les frais d'exploitation n'atteignent que 1,97 centimes par kilowatt-heure produit est équipée avec des dynamos de 250 kilowatts mues par des machines Willans à triple expansion et munies de condensateurs à injections. La pression aux chaudières est de 16 atmosphères et la vapeur est surchauffée à 280°. Chaque unité marche 128 heures par semaine et sa charge de nuit est très peu inférieure à sa charge de jour.

Une analyse des frais de production de courant montre que les machines auxiliaires, comme pompes d'alimentation, pompes à air, moteur d'économiseur, moteur pour la manutention du charbon, etc., ont une influence très considérable sur le rendement d'une installation et l'auteur attire l'attention sur l'intérêt qu'il y a à calculer toutes ces machines pour une marche économique. En ce qui concerne les frais de salaires, Fox déduit de ses statistiques que les machines à vapeur à grande vitesse sont plus avantageuses, car elles exigent peu de surveillance. Il cite l'exemple de la station centrale de

Liverpool où la conduite de 22 machines Wilde chacune 350 chevaux ne nécessite, même à l'heure de la charge maxima, qu'un mécanicien et un graisseur. Cette installation est en exploitation ininterrompue depuis 10 ans. E. B.

SOCIÉTÉS DIVERSES

Différents régimes de l'étincelle fractionnée par soufflage. Note de MM. J. Lemoine et L. Chapeau, présentée par M. J. Violle.

« L'étude des étincelles ou de l'arc jaillissant entre électrodes métalliques est actuellement poursuivie par de nombreux savants en vue d'applications industrielles ou thérapeutiques. L'intérêt de cette question nous engage à publier quelques observations qui peuvent fournir une contribution à son étude.

» Pour produire des étincelles, le circuit secondaire d'un transformateur à haut voltage a pour pôles deux sphères en laiton, de diamètres compris entre 1 cm et 3 cm, écartées à une distance voisine de 0,5 cm. Une capacité est placée en dérivation sur l'étincelle qu'un courant d'air achève de fractionner.

Quand l'appareil fonctionne pendant plusieurs heures, la décharge change de caractère par suite de l'altération des électrodes. Il se produit principalement *deux régimes* nettement distincts, caractérisés surtout par le nombre des étincelles par alternance et la valeur du potentiel explosif.

» *Premier régime.* — Les boules ayant été soigneusement polies, on met l'appareil en marche. Après une mise en train qui dure quelques minutes, les étincelles paraissent former un faisceau cylindrique très lumineux de 4 mm à 5 mm de diamètre. Il se produit un crépitement caractéristique. Les boules s'oxydent et se couvrent de piqûres innombrables dans une étendue de quelques millimètres carrés, sur laquelle se déplacent les points d'attaches des étincelles.

» La photographie au miroir tournant donne des paquets, qui correspondent aux alternances successives du courant. Les étincelles sont distribuées irrégulièrement dans un même paquet et chacune d'elles suit un chemin sinueux. Le nombre des étincelles de chaque paquet est à peu près invariable. On en compte 36 sur l'épreuve. L'irrégularité de la distribution des étincelles, tient à la variabilité du point d'attache.

Si, en effet, on photographie une fente immobile éclairée par ces étincelles, on constate que les images de la fente deviennent équidistantes.

» La différence de potentiel efficace entre les électrodes, mesurée à l'électromètre plan, a une valeur fixe, 10 000 volts par exemple.

» *Second régime.* — Après quelques heures de marche à ce premier régime, le phénomène change d'une manière assez brusque. Le bruit devient un sifflement très différent du crépitement du premier régime. L'étincelle est un trait lumineux blanc rectiligne.

» Le miroir tournant donne des paquets dans lesquels le nombre des étincelles est beaucoup plus grand que dans le premier régime, parfois le double. Les étincelles sont presque rectilignes et distribuées régulièrement dans chaque paquet.

» Le potentiel efficace est plus faible que dans le premier régime. Il tombe, par exemple, de 10 000 volts à 7 000 volts.

» Il est facile de trouver la cause du phénomène. Si l'on examine les boules, on constate que, sur chacune d'elles, l'une des piqures s'est accentuée pour devenir un trou profond ($\frac{1}{10}$ de millimètre) recouvert d'un monticule conique d'oxyde servant seul de point de départ à l'étincelle. Si l'on polit légèrement les boules ou si l'on fait simplement tomber l'oxyde, le premier régime se rétablit. Le second régime ne persiste pas toujours indéfiniment; le petit monticule d'oxyde peut se détacher seul et il y a encore retour au premier régime.

» *Influence de la nature du métal.* — Après le laiton, nous avons essayé le cuivre rouge, le zinc, le fer, l'aluminium. Les deux régimes ne se produisent pas avec la même facilité pour ces différents métaux, probablement parce que l'oxydation ne se fait pas de la même façon.

» Le résultat le plus intéressant est obtenu avec l'aluminium : il donne immédiatement et indéfiniment le second régime.

» En associant une électrode en aluminium avec une électrode polie en cuivre, on obtient les deux régimes mélangés : les alternances d'une même parité donnent le premier régime ; l'autre parité fournit le second régime.

» *Conclusions.* — L'oxydation spontanée du laiton provoque des étincelles plus nombreuses et correspondant à un potentiel explosif plus

faible qu'avec des boules polies. L'aluminium ne peut fonctionner que comme le laiton oxydé.

Pouvoir d'émission et conductivité électrique des alliages métalliques, H. Rubens et E. Hagen. Mémoire présenté à la Société allemande de Physique, séance du 19 février 1904; voir les *Verhandlungen*, 128-137.

Les auteurs rendent compte des expériences qu'ils viennent de faire, sur le pouvoir d'émission et la conductivité électrique des alliages métalliques. Dans un mémoire antérieur, les expérimentateurs avaient fait voir que la conductivité électrique des métaux est reliée au pouvoir de réflexion R par rapport aux grandes longueurs d'onde et à la longueur d'onde elle-même par l'équation

$$(100 - R)\sqrt{x} = C_\lambda = \frac{K}{\sqrt{\lambda}}$$

Cette loi trouvée par voie purement expérimentale, se déduit, comme l'ont fait voir MM. P. Drude, E. Cohn et M. Planck, de la théorie électromagnétique de la lumière à condition d'y négliger l'influence des molécules. La valeur théorique de la constante K , à savoir 36,50 concorde très bien avec les valeurs trouvées par l'expérience. Or, dans le présent travail, les auteurs continuent ces recherches en vue de fournir une confirmation ultérieure de la loi en question. Ils s'adressent surtout à une série aussi étendue et aussi variée que possible d'alliages métalliques, contenant les métaux Ag, Au, Pt, Ni, Fe, Zn, Cd, Sn, Pb, Al, Mg, Bi, Cu, et dont la conductivité électrique à la température de l'expérience varie entre 1 et 30. Les expérimentateurs sur le conseil de M. Ch.-Ed. Guillaume se sont surtout occupés des aciers au nickel, qui d'après les mesures du savant français montrent des conductivités fortement variables, présentant un minimum très accentué pour une teneur en nickel de 30 p. 100. Les alliages nickel-acier se prêtent d'autre part éminemment aux vérifications de la loi d'émission en raison du poli dont ils sont susceptibles, et de leur conductivité peu élevée et fortement variable avec la composition. Une propriété tout particulièrement précieuse de ces alliages est l'existence de deux modifications essentiellement différentes et parfaitement stables dans des limites de température étendues, à conductivités extrêmement différentes et dont l'une est magnétique et l'autre non magnétique. Le pouvoir d'émission par rap-

port aux grandes longueurs d'onde de ces modifications doit évidemment éprouver des variations correspondantes au passage de l'une dans l'autre (passage qui se fait par un refroidissement dans l'air liquide et par un échauffement à une température d'environ 550 respectivement). En étudiant à l'état fondu le bismuth pur, aussi bien que quelques alliages connus de bismuth, les auteurs font voir d'ailleurs que ces matières à l'état liquide se comportent d'une façon tout à fait normale au point de vue de leur pouvoir d'émission, tandis que le bismuth solide paraît être la seule substance réfractaire à la loi en question. La constance du produit $(100 - R)\sqrt{K}$ calculée d'après les données expérimentales des auteurs est fort satisfaisante, surtout en ce qui concerne les aciers au nickel. Les valeurs de la conductivité électrique de ces derniers se concordent assez bien avec les valeurs trouvées par M. Guillaume. L'accord entre l'expérience et la théorie plus satisfaisant que dans le travail antérieur des auteurs, est, semble-t-il, dû surtout au fait que la conductivité et le pouvoir d'émission ont toujours été déterminés sur le même échantillon.

A. G.

Analogies entre la radioactivité et les phénomènes présentés par l'ozone. MM. F. Richarz et R. Schenck. Mémoire présenté à l'Académie des sciences de Berlin. Séance du 10 décembre 1903.

Les auteurs appellent l'attention sur les analogies qui existent entre la radioactivité et les phénomènes présentés par l'ozone. De récentes recherches ont fait voir que l'ozone présente en commun avec le radium et d'autres substances radioactives la particularité de donner lieu à la production d'ions gazeux. D'autre part, l'ozone comme vient de le constater M. Braun, est capable d'influencer les plaques photographiques à l'égal des substances radioactives. Enfin, d'après M. F. van Aubel, la présence des substances ozonisées augmenterait la conductivité des piles à sélénium d'une façon toute analogue aux agents ioniseurs. Or, les auteurs ont établi que les autres propriétés des substances radioactives, et plus particulièrement l'excitation de la fluorescence se retrouvent également dans l'ozone. Voici une autre analogie qui se présente à l'esprit : on sait que la désagrégation du radium a lieu avec un dégagement de chaleur très intense et en raison

duquel le radium est capable de développer des quantités incessantes de chaleur qu'il transmet au milieu ambiant ; or c'est avec un développement de chaleur très fort que l'ozone se décompose dans ses composants. La seule différence entre l'ozone et les substances radioactives est dans le poids atomique, qui dans le cas de l'ozone est bien plus faible que dans celui du radium et des corps analogues ; mais ce désaccord n'empêche pas les auteurs de regarder les phénomènes précités comme preuve suffisante du fait que l'ozone est une substance essentiellement radioactive.

A. G.

Capacité électrostatique des tubes remplis de gaz raréfiés. A. Afanassieff et E. Lopouchine. Voir *Journal de la Société physico-chimique russe*. Vol. 35, n° 8 b., p. 617-634.

Voici les résultats que les auteurs viennent d'obtenir dans leurs expériences sur un tube rempli d'air raréfié par une de ses électrodes à l'une des électrodes d'une bobine Rhumkorff :

1. La capacité électrostatique du tube, après avoir d'abord augmenté pour des tensions décroissantes du gaz qu'ils renferment, atteint un maximum correspondant à la tension de 1 mm de mercure, après quoi elle se remet à diminuer pour des tensions inférieures.

2. Ces variations de la capacité s'accompagnent de modifications du volume de la portion lumineuse du tube, aussi bien que du caractère des phénomènes lumineux.

3. La capacité du tube s'accroît avec le potentiel électrique communiqué à son électrode.

4. Cette capacité s'accroît également avec la fréquence des interruptions du circuit primaire.

5. Pour les tensions inférieures à 1 mm de mercure, un champ magnétique dont le flux est parallèle au tube abaisse la capacité de ce dernier.

6. Les champs magnétiques dont les lignes de force sont perpendiculaires à la longueur du tube accroît la capacité de ce dernier pour les tensions intermédiaires entre 25 et 1 mm ; pour la tension de 0,5 mm, ce champ est absolument sans effet, tandis que pour les tensions inférieures, on observe une diminution de la capacité et pour celles restant en dessous de 0,03 mm, un accroissement ultérieur de la capacité.

A. G.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'Ecole centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'Ecole des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

SUR

LA RÉALISATION D'UN CHAMP ÉLECTRO-STATIQUE TOURNANT

DE HAUTE TENSION

Le dispositif que nous allons décrire a été établi en vue d'expériences sur l'hystérésis diélectrique dans les champs tournants. Nous nous sommes donc appliqués en premier lieu à obtenir des champs tournants à haute tension aussi circulaires que possible et nous avons cherché les moyens de vérifier le degré plus ou moins grand de perfection avec lequel ils s'approchent de cette forme circulaire.

Un champ électrostatique tournant peut, comme on sait, être obtenu par la rotation d'un conducteur électrisé, et il est bien évident que dans ce cas, aux phénomènes de déperdition près, il sera relativement facile d'obtenir un champ tournant rigoureusement circulaire.

Mais si l'on désire obtenir des champs électrostatiques tournants de fréquence élevée et qu'on veuille éviter la mise en rotation rapide de conducteurs électrisés à un haut potentiel, il sera préférable de faire usage d'un dispositif analogue à ceux qui sont employés dans l'électrotechnique pour la réalisation des champs tournants électromagnétiques.

On pourra donc utiliser dans ce but des courants polyphasés ou même monophasés d'une tension suffisante.

Les dispositifs qui permettent d'atteindre ce résultat peuvent être variés presque à l'infini.

Si l'on dispose d'un générateur polyphasé par exemple, il sera facile d'obtenir des

tensions polyphasées, dont la composition donnera un champ tournant résultant plus ou moins circulaire. Mais si la tension du générateur doit être surélevée au moyen de transformateurs, ces appareils devront être parfaitement identiques, si l'on veut conserver au champ tournant sa forme rigoureusement circulaire.

Le générateur qui devait servir à nos expériences, était un alternateur monophasé haute fréquence (250 à 1200 périodes à la seconde). Cette circonstance nous a donc engagé à choisir le dispositif suivant (fig. 1). Dans ce schéma R représente une grande résistance variable sans self-induction, C une capacité réglable à volonté et L une résistance inductive dont la résistance ohmique r est de 30 000 ohms.

Le courant alternatif monophasé de haute tension est introduit dans le réseau par les bornes A_1 et A_2 . Les points A_1 , B et A_2 sont alors réunis à quatre électrodes 1, 2, 3, 4 ainsi que l'indique la figure.

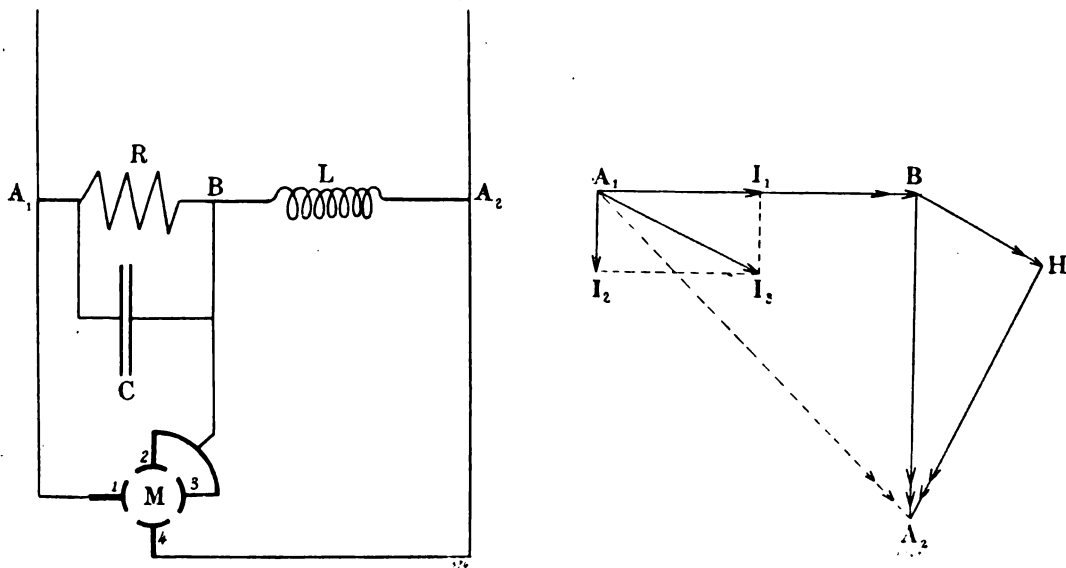


Fig. 1 et 2.

Etablissons le diagramme de fonctionnement d'un tel réseau dans l'hypothèse de tensions et de courants sinusoïdaux.

Soient I_1 le courant traversant la résistance R et I_2 le courant de charge du condensateur, toujours en avance de 90° sur la tension entre A_1 et B, ou ce qui revient au même, sur le courant I_1 , synchrone avec elle.

Sur le diagramme (fig. 2) ces deux courants seront représentés par les vecteurs $\overline{A_1I_1}$, et $\overline{A_1I_2}$. Leur résultante, c'est-à-dire le courant I_3 qui traverse la résistance inductive L sera donné en grandeur et direction par le vecteur $\overline{A_1I_3}$.

Voyons maintenant le diagramme relatif aux tensions.

La tension entre A_1 et B toujours en phase avec I_1 , est représentée (fig. 2) par $\overline{A_1B}$.

Quant à la tension entre B et A_2 , elle est la résultante de la composante symphasique (wattée) $\overline{BH}$ parallèle à $\overline{A_1I_3}$ et de la composante quadratique (dévattée) $\overline{HA_2}$ perpendiculaire à $\overline{A_1I_3}$.

Il n'est pas inutile de remarquer que même à intensité de courant égale, la composante $\overline{BH}$ n'est pas indépendante de la fréquence. Sa valeur dépend non seulement de la résis-

tance ohmique mais de la puissance absorbée par les courants de Foucault, qui peuvent s'y développer, ainsi que d'autres effets parasites, hystérésis diélectrique, etc. Effets, qui dépendent de la fréquence et qui varient suivant le régime de fonctionnement.

Pour obtenir la tension $\overline{BA_2}$ sur le diagramme, il suffit de mener

$$\overline{BH} = R'I_3$$

(R' désignant la résistance effective) parallèle à $\overline{A_1I_3}$. Puis de tracer perpendiculairement à $\overline{BH}$.

$$\overline{HA_2} = \omega L'I_3$$

L'hypothénuse de ce triangle représente la tension $\overline{BA_2}$.

La figure montre qu'en faisant varier les grandeurs R , C , L' et R' il est toujours possible de rendre égales et perpendiculaires les deux composantes de la tension totale, soit $\overline{A_1B}$ et $\overline{BA_2}$. On reconnaîtra qu'elles sont perpendiculaires l'une à l'autre lorsque leur tension résultante $\overline{A_1A_2}$, c'est-à-dire la tension totale à laquelle est soumis le système, est égale à chaque composante multipliée par $\sqrt{2}$.

De toute façon les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\begin{aligned} \overline{A_1B} &= \overline{BA_2} & (I) \\ \overline{A_1A_2} &= \overline{A_1B} \sqrt{2} = \overline{BA_2} \sqrt{2} & (II) \end{aligned}$$

Si cette condition est remplie, un développement mathématique bien connu nous montrera qu'il existe en effet un champ électrostatique tournant circulairement au point M , situé symétriquement entre les quatre électrodes.

Voyons maintenant dans quelle mesure les coefficients de capacité et d'induction électrostatiques influent sur la valeur de ce champ tournant.

Soit d la distance du centre M aux électrodes. Et soient à un temps quelconque t , v_1 , v_2 , v_3 , v_4 les potentiels des quatre électrodes.

En admettant que le courant alternatif soit sinusoïdal, nous avons :

$$\begin{aligned} v_3 - v_1 &= V_0 \sin \omega t \\ v_4 - v_2 &= V_0 \cos \omega t \end{aligned}$$

puisque les deux tensions sont perpendiculaires l'une à l'autre.

Dans notre cas, les deux électrodes 2 et 3 étant réunies, sont au même potentiel, on a :

$$\begin{aligned} v_2 &= v_3 \\ d'où \quad v_1 &= v_2 - V_0 \sin \omega t \\ v_4 &= v_2 + V_0 \cos \omega t \end{aligned}$$

Les charges des électrodes sont alors déterminées par les équations de l'équilibre électrostatique si les variations ne sont pas trop rapides (oscillations électriques, par exemple).

$$\begin{aligned} g_1 &= \gamma_{1.1}. v_1 + \gamma_{1.2}. (v_2 + v_3) + \gamma_{1.3}. v_4 \\ g_2 &= \gamma_{1.1}. v_2 + \gamma_{1.2}. (v_1 + v_2) + \gamma_{1.3}. v_4 \\ g_3 &= \gamma_{1.1}. v_3 + \gamma_{1.2}. (v_2 + v_3) + \gamma_{1.3}. v_1 \\ g_4 &= \gamma_{1.1}. v_4 + \gamma_{1.2}. (v_1 + v_2) + \gamma_{1.3}. v_2 \end{aligned}$$

Dans le cas où le point B est à la terre, on a

$$v_2 = 0$$

et ces équations se simplifient et deviennent :

$$g_1 = \gamma_{1,2} v_1 + \gamma_{1,3} v_3 \quad (1)$$

$$g_2 = \gamma_{1,2} v_1 + \gamma_{1,3} v_3 \quad (2)$$

$$g_3 = \gamma_{1,2} v_1 + \gamma_{1,3} v_3 \quad (3)$$

$$g_4 = \gamma_{1,2} v_1 + \gamma_{1,3} v_3 \quad (4)$$

On a en même temps

$$v_1 = -V_0 \sin \omega t \quad (5)$$

$$v_3 = +V_0 \cos \omega t \quad (6)$$

Les électrodes 1 et 3 détermineront un champ électrostatique, dont l'intensité en M aura pour expression :

$$H_{1,3} = \frac{g_1 - g_3}{d^2} \quad (A)$$

D'autre part, les électrodes 2 et 4 donneront lieu à un champ électrostatique perpendiculaire au précédent et qui aura pareillement en M la valeur :

$$H_{2,4} = \frac{g_2 - g_4}{d^2} \quad (B)$$

En remplaçant les valeurs de g_1, g_2, g_3, g_4 dans les équations (A) et (B) on obtient :

$$H_{1,3} = \frac{(\gamma_{1,1} - \gamma_{1,3})}{d^2} v_1$$

$$H_{2,4} = \frac{(\gamma_{1,3} - \gamma_{1,1})}{d^2} v_3$$

Enfin en substituant les valeurs v_1 et v_3 trouvées plus haut (5) et (6) dans ces dernières équations, on aura :

$$H_{1,3} = \frac{(\gamma_{1,1} - \gamma_{1,3})}{d^2} V_0 \sin \omega t \quad (7)$$

$$H_{2,4} = \frac{(\gamma_{1,3} - \gamma_{1,1})}{d^2} V_0 \cos \omega t \quad (8)$$

équations qui nous montrent dans quelle mesure les actions réciproques des électrodes influent sur l'amplitude des champs électrostatiques composants.

Il est à peine besoin de rappeler que ces deux champs perpendiculaires donneront naissance à un champ tournant circulaire.

En effet, en posant

$$\frac{\gamma_{1,3} - \gamma_{1,1}}{d^2} = A$$

élevant au carré et ajoutant on a

$$H^2 = H_{1,3}^2 + H_{2,4}^2 = A^2 V_0^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = A^2 V_0^2$$

$$H = AV_0$$

équation qui nous donne l'amplitude constante du champ tournant.

D'autre part, l'angle que fait le vecteur résultant à un instant donné est proportionnel au temps écoulé, on a en effet :

$$\tan \omega t = \frac{\sin \omega t}{\cos \omega t} = \frac{H_{1,3}}{H_{2,4}}$$

Il peut être avantageux dans certaines expériences, ainsi que nous verrons plus bas, de faire tourner le champ tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Examinons donc quelles sont les dispositions à prendre pour obtenir ce résultat.

Si nous considérons comme positive la direction de la force $H_{1,3}$ dans le sens 1-3, il est facile de voir, que la direction positive de $H_{2,4}$ est de 2 à 4. Considérons maintenant à un

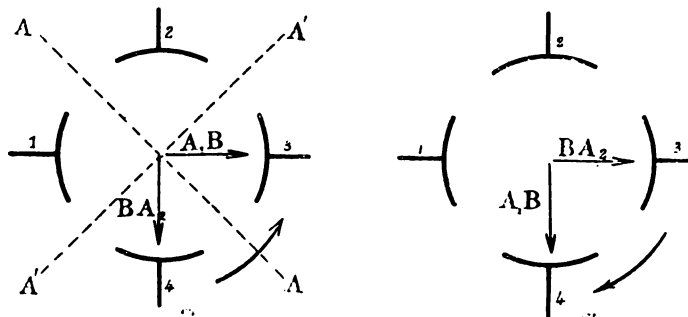


Fig. 3 et 4.

instant quelconque, par exemple $t = 0$ les forces et leurs directions. Les équations 7 et 8 nous montrent qu'à cet instant

$$H_{1,3} = 0 \quad H_{2,4} = AV_0$$

La résultante H coïncide en grandeur et en direction avec $H_{2,4}$. Après $1/4$ de période on a $H_{1,3} = AV_0$ et $H_{2,4} = 0$. La résultante se confond avec $H_{1,3}$; elle a donc tourné dans le sens indiqué par la flèche (fig. 3).

Voulons-nous intervertir le sens de la rotation, nous devons faire en sorte que la tension $\overline{A_1B}$, agisse entre les électrodes 2 et 4, et de même la tension $\overline{BA_2}$ devra agir entre 1 et 3. Ce résultat s'obtient aisément par une simple commutation. Un raisonnement analogue à celui que nous avons vu plus haut nous montre que la résultante H tourne de façon à passer de la position 3 à la position 4, après $1/4$ de période (fig. 4). La rotation a donc lieu dans le sens opposé au précédent ainsi que l'indique la flèche.

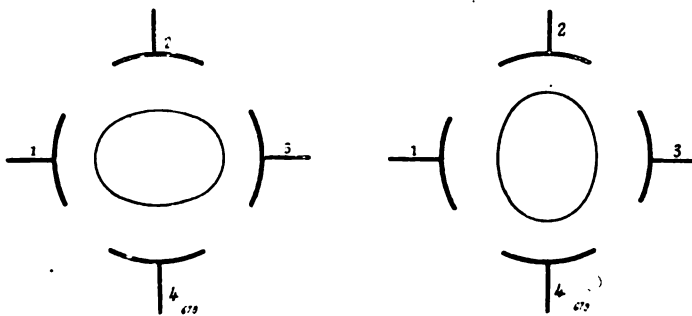


Fig. 5 et 6.

Les démonstrations précédentes supposent l'appareil parfaitement symétrique et les tensions satisfaisant exactement aux conditions énoncées (relations I et II). Voyons donc par quels défauts de réglage ou de construction le champ tournant peut passer de la forme circulaire à la forme elliptique.

Deux causes peuvent agir, d'une part, les tensions $\overline{A_1B}$ et $\overline{BA_2}$ des deux composantes peuvent ne pas être égales; d'autre part, elles peuvent ne pas être exactement décalés de 90° .

A. *Influence d'une inégalité dans l'amplitude des composantes.* — Dans la première alternative, le champ tournant forme une ellipse, dont le grand axe se trouve nécessairement dans la direction de la plus grande des composantes, et, si l'on change le sens de la rotation, la direction du grand axe de l'ellipse devra tourner de 90° .

Supposons par exemple que ce soit la tension $\overline{A_1B}$ qui soit la plus grande, si l'on change le sens de rotation du champ, l'ellipse passera nécessairement de la position 1 à la position 2 (fig. 5 et 6).

B. *Influence du décalage des deux composantes,* — Si le champ n'est pas circulaire par le fait que les deux tensions $\overline{A_1B}$ et $\overline{BA_2}$ ne sont pas exactement décalés l'une par rapport à l'autre de 90° , il devra se produire des transformations analogues à celles que l'on observe dans la composition rectangulaire des vibrations de même période, mais qui diffèrent par la phase (figures de Lissajoux). C'est-à-dire que le champ primitivement circulaire passera à la forme elliptique, puis rectiligne.

En d'autres mots nous avons à considérer les cas suivants :

1° Si la différence de phase entre les tensions $\overline{A_1B}$ et $\overline{BA_2}$ est égale à 90° ou 270° , le champ tournant sera circulaire et son amplitude sera égale à AV_0 .

2° Si cette différence de phase est nulle ou égale à 180° , le champ résultant sera rectiligne et son amplitude sera $AV_0 \sqrt{2}$, en outre il occupera les positions AA ou A'A' (fig. 3) suivant que nous serons dans la première ou la seconde alternative.

3° Enfin pour tous les autres décalages on aura un champ tournant elliptique dont l'amplitude sera comprise entre les deux valeurs précédentes.

Voyons maintenant quelle est l'influence d'un changement dans le sens de rotation du champ sur l'orientation de l'ellipse. Nous supposons pour cela que l'égalité des amplitudes des deux champs composants ait été préalablement obtenue ; par exemple en mesurant les tensions $\overline{A_1B}$ et $\overline{BA_2}$ au moyen de voltmètres électrostatiques.

Si nous nous reportons à la figure 3, il est facile de voir qu'une diminution de la différence de phase entre les deux tensions produira un champ elliptique orienté suivant AA, et que la manœuvre du commutateur (fig. 4) ne changera pas l'orientation de cette ellipse.

La manœuvre du commutateur qui change le sens de rotation du champ tournant, nous fournira donc le moyen de discerner la cause de la déformation du champ. Si cette déformation provient d'une inégalité dans l'amplitude des tensions, la manœuvre du commutateur entraînera un changement dans l'orientation du grand axe de l'ellipse.

Par contre si la forme elliptique provient d'une différence de phase plus grande ou plus petite que 90° l'orientation ne sera pas changée par la manœuvre du commutateur.

C. *Influence d'un défaut de construction et de réglage des électrodes.* — Il importe également de remarquer que le champ peut être rendu elliptique par une dissymétrie dans la position des électrodes que nous avons jusqu'ici supposées parfaitement symétriques. Tel sera le cas par exemple, si la distance de l'une des électrodes au point M n'est pas égale à la distance des trois autres. On voit aussitôt qu'au lieu du champ primitivement circulaire, on a un champ elliptique, dont le grand axe coïncide avec la droite de jonction des deux électrodes les plus rapprochées. La position de l'ellipse subsiste naturellement quand on change le sens de rotation du champ.

Il n'est donc pas inutile de rechercher l'influence d'un défaut de ce genre.

Dans ce but, nous allons calculer quelle est la valeur du champ en un point M' dont la distance au point M est égale à e ; ce calcul nous montrera l'ordre de grandeur de ce genre de perturbation.

L'effet sur le point M de deux masses électriques g_1 , égales et de signe contraire, pla-

cées sur les électrodes 1 et 3 par exemple, est :

$$H = \frac{2g_1}{d^2}$$

Pour le point M', le champ H' est :

$$H' = \frac{g_1}{(d+e)^2} + \frac{g_1}{(d-e)^2} = \frac{2g_1(d^2+e^2)}{d^4-2d^2e^2+e^4}$$

ou approximativement, en négligeant e^2 et e^4 vis-à-vis de d^2 , c'est-à-dire en ne considérant que de faibles valeurs de e :

$$H' = \frac{2g_1}{d^2 - 2e^2}$$

Calculons le rapport de H' à H en supposant $d = 5$ cm, $e = 0,5$ cm l'excentricité étant ici 10 p. 100.

$$\frac{H'}{H} = \frac{d^2}{d^2 - 2e^2} = 1,02$$

Le champ H' est donc environ de 2 p. 100 plus grand que le champ H au centre ; le champ circulaire au point M serait, pour ce point M', approximativement une ellipse dont le grand axe dépasserait le petit axe de 2 p. 100 ; cette ellipse se distinguerait donc à peine d'un cercle.

Mais l'excentricité supposée ici est très grande et à mesure qu'elle diminue, l'erreur s'amointrit rapidement. En conservant $d = 5$ cm comme dans le cas précédent, si l'excentricité est 0,05 cm soit 1 p. 100, l'erreur n'est plus que 0,02 p. 100. Elle est donc complètement négligeable.

Le réglage des électrodes permettra donc facilement d'obtenir en M un champ suffisamment circulaire.

Appareil indicateur de champ tournant circulaire. — Les considérations qui précèdent nous ont permis de construire un appareil indicateur de champ tournant circulaire dont le dispositif est représenté par les figures 7 et 8.

Il se compose d'une cage cylindrique en laiton, reliée à la terre, ayant 19 cm de diamètre et 19 cm de hauteur. Elle porte à sa partie supérieure un tube de verre à l'extrémité duquel est mastiqué un chapeau métallique c supportant un fil de quartz très fin et long de 55 cm.

Le fond de cette cage est percé d'une ouverture centrale, dans laquelle est fixée une éprouvette E de 4 cm de long. Cette éprouvette renferme de l'acide sulfurique ; la communication de cet acide avec la terre peut être assurée par un fil de platine.

La cage repose sur trois pieds de laiton ; elle peut être calée au moyen de trois vis fixées à un plateau de bois, sur lequel repose l'appareil.

Le fil de quartz porte l'équipage mobile, consistant dans un fil d'aluminium de 6 cm de longueur et de 0,5 mm d'épaisseur, dont le milieu coïncide avec le point central M ; c'est à cette place que se trouve un petit bâtonnet d'aluminium disposé horizontalement (bb).

Au fil d'aluminium est encore fixée une tige de verre tubulaire t , supportant un miroir m .

A l'extrémité inférieure de cette tige, se trouve un cylindre d'aluminium l à paroi mince de 20 mm de long. A l'intérieur de ce cylindre est fixé un petit fil de platine émergeant de quelques millimètres et plongeant dans l'acide sulfurique de l'éprouvette.

Ce dispositif a pour but la mise à la terre de la partie inférieure de l'équipage mobile.

Quant au cylindre, il sert d'amortisseur. Comme le montre la figure, il est placé entre

les pôles d'un électroaimant, dont le courant excitateur peut être réglé à volonté de façon à obtenir un amortissement convenable.

Les quatre électrodes réglables sont disposées de la manière suivante (fig. 8) : la cage est munie de quatre tubulures latérales, disposées à 90° les unes des autres. Dans ces tubulures métalliques s'engagent des bouchons d'ébonite fixés à la cire à cacheter. Chaque bouchon est percé et laisse passer à frottement dur une tige de laiton, portant à son extrémité une électrode carrée de 2,5 cm de côté. Les tiges sont terminées extérieurement par des manches isolants en ébonite.

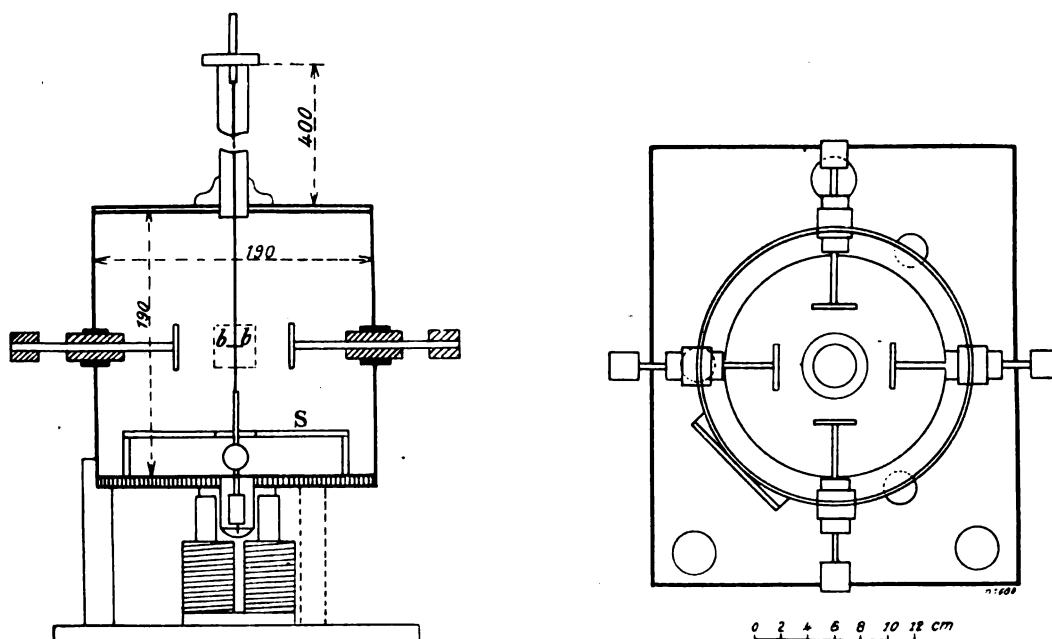


Fig. 7 et 8.

Si l'on pousse à fond les électrodes, la distance des électrodes au point central M est de 20 mm. Si par contre, on les retire complètement, les électrodes carrées arrivent en contact avec les bouchons d'ébonite et la distance maximum au centre M est de 5,5 cm. On peut donc faire varier d entre 2,0 cm et 5,5 cm.

En outre, les tiges de laiton sont graduées en millimètres, ce qui permet d'obtenir des distances intermédiaires.

Pour éviter les influences électrostatiques des électrodes sur le miroir, influences dont nous avons constaté les effets dans les expériences préliminaires, on a disposé un écran métallique S relié à la cage et sous lequel le miroir et l'amortisseur oscillent librement.

Enfin une ouverture latérale OO pratiquée à la partie inférieure de la cage et fermée par une glace plane permet d'observer les oscillations du miroir.

Mode de réglage. — Il est bien évident qu'avec un tel dispositif un champ circulaire ne pourra avoir aucune influence sur l'orientation du bâtonnet. Par contre, on constatera une déviation aussitôt que le champ deviendra elliptique, quelle qu'en soit la cause, l'axe de figure du bâtonnet tendant à se placer dans la direction du grand axe de l'ellipse.

Nous pourrions alors immédiatement reconnaître, en changeant le sens de rotation du champ, la cause du champ elliptique par les considérations que nous avons développées plus haut.

Si la même déviation persiste, c'est que les deux tensions A_1B et BA_2 ne sont pas perpendiculaires l'une à l'autre. Mais, par contre, si la déviation varie, c'est que les deux composantes ne sont pas d'égale amplitude. Ces deux causes peuvent, naturellement, coexister. Il s'agit donc d'éliminer ces erreurs par un réglage de la résistance R et de la capacité C .

Un dernier point à mentionner est la nécessité de donner au bâtonnet une longueur aussi petite que possible, si l'on ne veut pas que sa présence modifie sensiblement la valeur du champ dans la direction de son axe de figure.

Voici maintenant la manière de procéder pour effectuer le réglage du champ tournant circulaire.

Au moyen des trois voltmètres électrostatiques branchés entre les points A_1B et $\bar{A}_2$, on satisfera autant que possible aux conditions (I et II).

$$\begin{aligned} \overline{A_1B} &= \overline{BA_2} & (I) \\ \overline{A_1A_2} &= \sqrt{2} \overline{A_1B} = \sqrt{2} \overline{BA_2} & (II) \end{aligned}$$

Ce premier réglage étant effectué aussi exactement que le permet la lecture des trois voltmètres, on constatera néanmoins généralement une différence entre les déviations du miroir à droite et à gauche, lorsque l'on change le sens de la rotation du champ tournant au moyen du commutateur. On modifiera alors la résistance réglable R jusqu'à ce que la déviation soit la même en valeur absolue pour les deux sens de la rotation du champ. Les deux tensions seront alors sensiblement égales, mais elles ne sont pas encore perpendiculaires l'une à l'autre. Au moyen du condensateur variable il sera facile alors de donner au décalage la grandeur de 90° , laquelle est atteinte quand la déviation de l'équipage redevient nulle quel que soit le sens de la rotation du champ tournant.

Ce résultat étant obtenu on vérifiera de nouveau l'égalité des deux tensions, car une variation un peu considérable de la capacité aurait pu altérer cette égalité.

En employant ainsi alternativement ces deux modes de réglage on arrive rapidement à l'obtention d'un champ circulaire et cela avec une exactitude beaucoup plus grande que celle que l'on peut atteindre par la lecture des trois voltmètres.

Pour faire le réglage du champ tournant il est nécessaire de pouvoir faire varier R , L' , R' , et C pour obtenir l'égalité des deux tensions et leur décalage de 90° . Nous allons donc en terminant décrire en quelques mots les appareils construits dans ce but.

Résistance avec self-induction L . — Elle était constituée par l'enroulement secondaire d'une bobine d'induction capable de donner des étincelles de 15 cm de longueur. La résistance ohmique de cet enroulement était environ 30 000 ohms. Pour faire varier facilement la grandeur de la self-induction apparente L' on introduisait dans le circuit de l'enroulement primaire, fonctionnant alors comme secondaire, une résistance variable sans self-induction. Cette résistance se composait d'un cylindre de verre rempli d'une solution de sulfate de cuivre ; l'une des extrémités de la bobine était reliée à une tige de cuivre plongeant plus ou moins dans la solution ; l'autre extrémité était mise en contact avec du mercure qui garnissait le fond du cylindre. En enfonçant de plus en plus la tige de cuivre, on pouvait diminuer la self-induction apparente L' . Elle atteignait son minimum quand la tige touchait le mercure, c'est-à-dire quand le primaire de la bobine d'induction était en court-circuit.

Résistance sans self-induction R . — La haute tension que devait supporter cette résistance et sa valeur ohmique élevée nous ont engagé à faire usage d'une résistance liquide, permettant le réglage pendant le passage même du courant. Elle était composée

de six tubes de verre ayant chacun un mètre de long et $5,3 \text{ cm}^2$ de section. L'extrémité inférieure de chaque tube s'engageait dans une éprouvette, d'un diamètre légèrement supérieur et ayant 10 cm de haut. Cette éprouvette était remplie de mercure de façon que la colonne de mercure maintint en équilibre, dans le grand tube, une colonne d'eau de 90 cm de hauteur. En même temps, le mercure servait d'électrodes pour le courant. Les 6 tubes, bien isolés, étaient disposés verticalement. Dans les tubes plongeaient des fils de cuivre isolés et fixés à un support commun, que l'on pouvait élever et abaisser au moyen d'une poulie. Les connexions étaient établies de façon que les tubes se trouvassent en série. Le liquide était de l'eau ordinaire.

Au commencement des mesures, la résistance atteignait environ 90 000 ohms par mètre. En déplaçant le support de 1 cm, on pouvait faire varier la résistance de 6×910 environ 5 500 ohms.

La capacité. — Il était nécessaire de construire la capacité de façon qu'elle put varier pendant le passage du courant afin d'obtenir le décalage exact de 90° des deux composantes de la tension. Le principe de la construction de cette capacité est le suivant :

A un cadre d'ébonite rectangulaire, étaient suspendues 8 plaques de fer-blanc ($26 \text{ cm} \times 22 \text{ cm}$). Ce cadre pouvait être élevé ou abaissé au moyen d'une poulie bien isolée. Quand on abaissait les plaques mobiles, elles glissaient dans les intervalles ménagés entre 9 plaques de fer-blanc placées dans une cuve et convenablement fixées par des bandes d'ébonite et séparées par des bâtons de verre. Le système de plaques fixes était immergé dans une cuve de verre remplie d'huile de machine. La capacité de ce condensateur ne suffisait pas pour les courants de basse fréquence (de 50 périodes) même quand les plaques étaient complètement immergées, nous avons installé en parallèle un second condensateur de capacité invariable. Celui-ci était formé de trois plaques de verre recouvertes de papier d'étain (soit $4\,000 \text{ cm}^2$ de surface pour chaque armature). Une série de mesures de la capacité a donné les résultats suivants :

1. Capacité des deux condensateurs connectés en parallèle (le condensateur variable était complètement immergé) : 0,0203 microfarad.

2. Si les plaques mobiles du condensateur variable sont sorties de la cuve, la capacité du condensateur fixe est 0,0120 microfarad.

En plongeant ou en sortant complètement les plaques du condensateur variable, on pouvait donc faire varier la capacité totale des deux condensateurs de 0,0083 microfarad, c'est-à-dire d'une quantité suffisante pour l'ensemble des expériences.

Instruments de mesure. — Les voltmètres employés étaient des voltmètres électrostatiques de Hartmann et Braun, ils avaient été comparés et corrigés en conséquence.

Source d'énergie. — Les essais préliminaires ont été effectués avec le courant de la ville de Genève (monophasé 50 périodes). Pour obtenir des fréquences plus élevées, on employait une machine à courant alternatif monophasé, machine produisant des courants d'une fréquence de 240 à 1 200 périodes suivant le nombre de tours. (Machine Thury à haute fréquence). Pour atteindre les hautes tensions (jusqu'aux environs de 3 000 volts) nous avons employé une grande bobine de Rhumkorff fonctionnant comme transformateur.

C.-E. GUYE

P. DENSO.

Genève, Laboratoire de Physique de l'Université, le 23 mars 1904.

NOUVEAU DISPOSITIF DE MISE EN MARCHÉ

ET DE CHANGEMENT DE MARCHÉ POUR ELECTROMOTEURS

La firme Fried. Krupp, à Essen, (Allemagne) vient de réaliser un nouvel et très intéressant dispositif pour la mise en marche et le changement de marche des électromoteurs. Dans ce dispositif, tous les contacts mobiles sont déplacés suivant des chemins rectilignes parallèles, de telle manière que, pour les deux sens de la rotation du moteur, le déplacement des contacts du commutateur se produise en sens opposé à partir de la position moyenne; celui des autres contacts mobiles a lieu dans le même sens. La commande des contacts

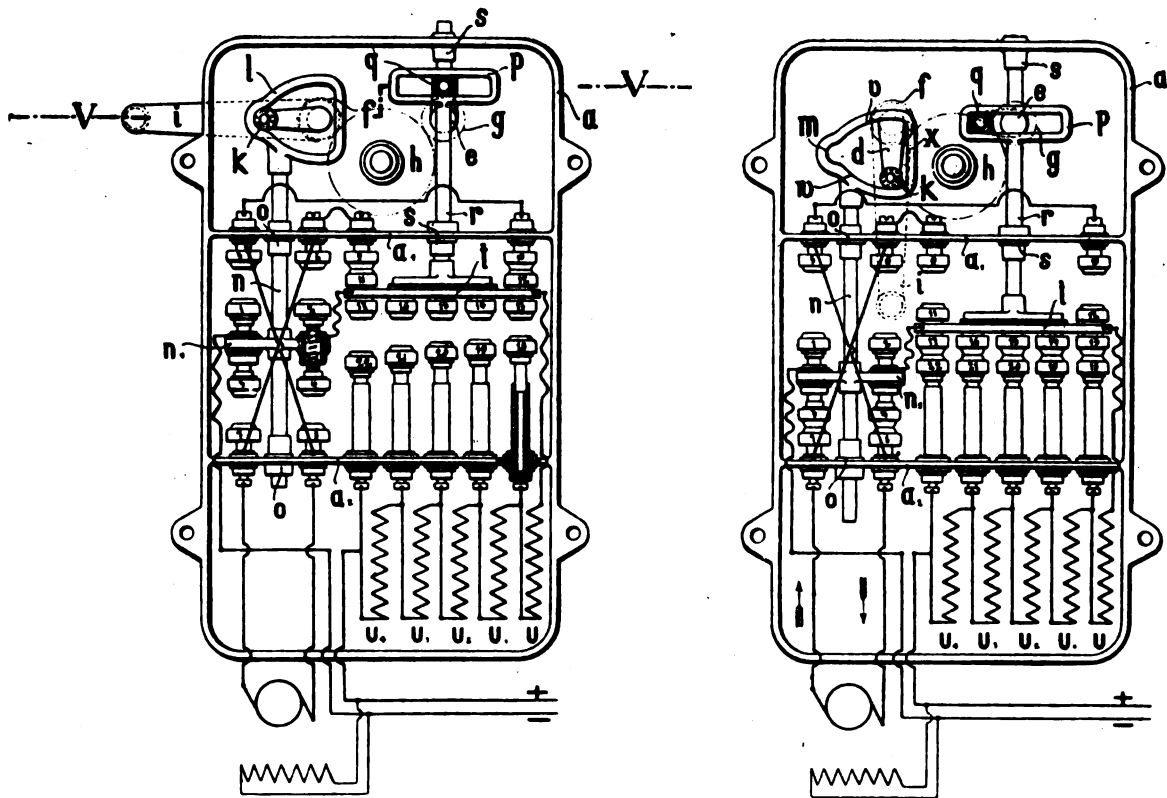


Fig. 1 et 2.

mobiles a lieu au moyen de deux jeux de manivelles dont les manivelles sont perpendiculaires l'une à l'autre. La commande du commutateur est formée de manière que sa manivelle de commande, après le contact établi par le commutateur, puisse continuer à tourner avec l'autre manivelle de commande, sans produire un nouveau déplacement des contacts du commutateur.

Les dessins et figures représentent le dispositif construit et appliqué à un moteur en dérivation. La figure 1 montre ce dispositif au repos; la figure 2 le représente dans la position de mise en circuit complète pour la marche en avant du moteur; la figure 3 dans la position de mise en circuit complète pour la marche arrière du moteur; la figure 4

montre la position du dispositif de mise en marche dans laquelle le commutateur a établi le contact, le rhéostat de mise en marche étant encore en entier dans le circuit. Enfin, la figure 5 est une coupe suivant V-V de la figure 1, représentant isolément les commandes par manivelles actionnant le dispositif de mise en marche.

La boîte ou cage *a* est divisée par les deux cloisons *a*₁, *a*₂ en trois compartiments dont celui du milieu renferme tous les contacts. Le commutateur se compose d'une tige *n* guidée en ligne droite dans des supports fixes *o* et qui porte 4 contacts mobiles 1, 2, 3, 4. Ces contacts sont montés isolément sur une traverse *n*₁ fixée sur la tige *n*, de manière que 1 et 3 d'une part, 2 et 4 d'autre part, se trouvent en connexion conductrice et que ces

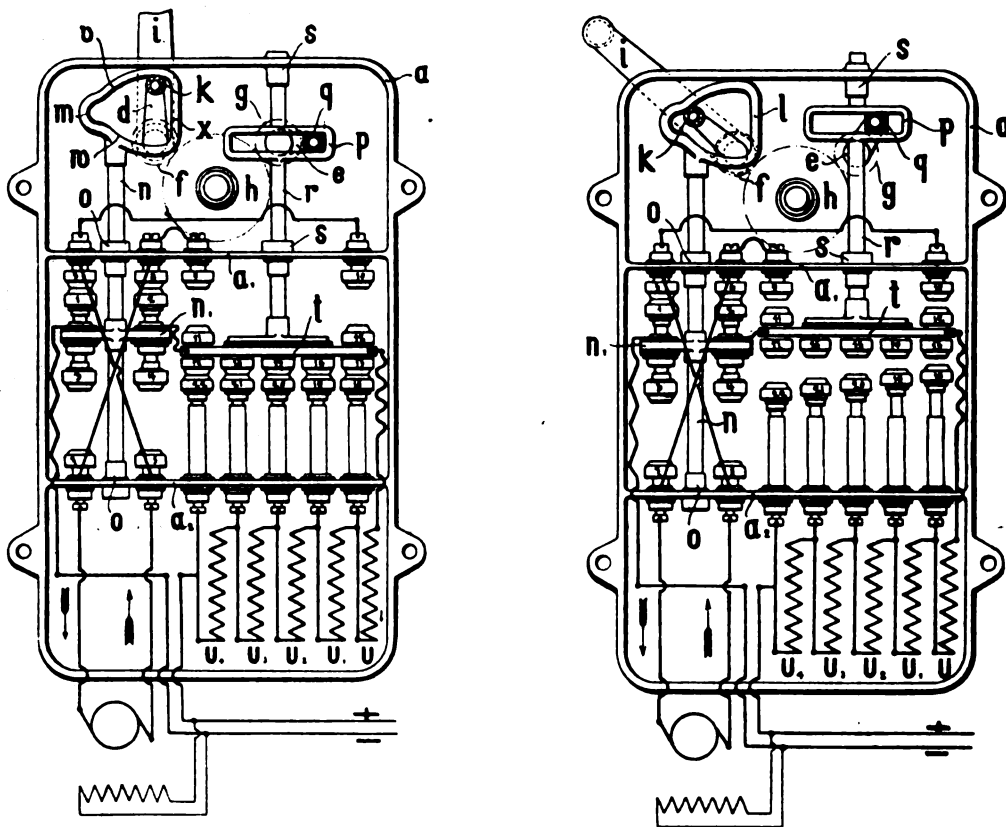


Fig. 3 et 4.

différents contacts puissent reculer élastiquement dans la direction axiale (fig. 1). En face des contacts mobiles 1 et 2 se trouvent les contacts fixes 5 et 6, isolés sur la cloison *a*₁; de même les contacts mobiles 3 et 4 se trouvent vis-à-vis des contacts fixes 7 et 8 isolés sur la cloison *a*₂. De cette manière, le contact est établi dans le mouvement ascendant de la tige *n* par les pièces 1 et 5, respectivement 2 et 6, et dans le mouvement descendant par les contacts 3 et 7, respectivement 4 et 8. Les contacts fixes du commutateur diagonalement opposés, 5 et 8, respectivement 6 et 7, sont en connexion conductrice, de la manière connue.

Les contacts du rhéostat de mise en marche ou de réglage, sont montés d'une manière analogue aux contacts du commutateur. A l'extrémité inférieure de la tige *r*, guidée d'une manière rectiligne dans les supports fixes *s*, est monté isolé le porte-contact *t*. Il porte sur

son côté inférieur les contacts mobiles 13, 14, 15, 16 et 17 en face desquels sont disposés isolés sur la cloison a_2 , les contacts fixes correspondants 18, 19, 20, 21, 22 placés sous l'action de ressorts convenables. Les contacts fixes se trouvent en connexion conductrice avec les bobines u , u_1 , u_2 , u_3 , u_4 du rhéostat de mise en marche et sont disposés en forme de gradins, de telle manière que, dans le mouvement descendant de la tige r , ils ne viennent pas simultanément toucher les contacts mobiles axialement opposés 13, 14, 15, 16, et 17, mais les uns après les autres seulement. Sur le côté supérieur du porte-contact t , se trouvent encore deux autres contacts mobiles 11 et 12 en face des deux contacts fixes 9 et 10 montés isolés sur la cloison a_1 et placés sous l'action de ressorts convenables. Ces derniers contacts 11 et 9, 12 et 10 viennent se superposer lors du mouvement ascendant de la tige r et servent à établir un court-circuit dans l'armature après l'interruption du courant, dans le but d'amener l'arrêt instantané du moteur.

Pour produire le mouvement des contacts mobiles du commutateur et du rhéostat de mise en marche, ces pièces sont convenablement actionnées par les deux manivelles d et e , montées sous un angle de 90° , à l'intérieur du compartiment supérieur de la boîte a , dans les supports b et c . Sur les extrémités extérieures des axes des manivelles sont fixées les deux roues d'engrenage f et g de même diamètre. Toutes deux engrenent avec la roue intermédiaire h . Pour obtenir la dépendance réciproque du mouvement des manivelles d et e , on pourrait également, au lieu de la roue intermédiaire h , employer une crémaillère ou bien remplacer les deux roues d'engrenage par des roues à chaîne, reliées par une chaîne convenable. Sur l'axe de la roue f est calée la manivelle à poignée i au moyen de laquelle on produit la rotation simultanée des roues d'engrenage et, par suite, des manivelles correspondantes. Bien entendu, cette manivelle i pourrait également être fixée sur l'axe de la roue g ou sur celui de la roue intermédiaire h .

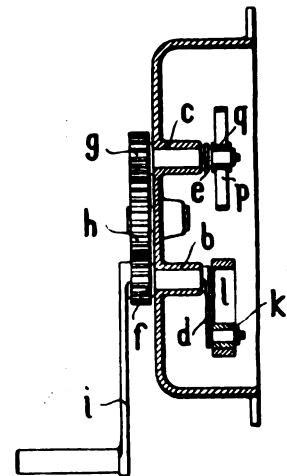
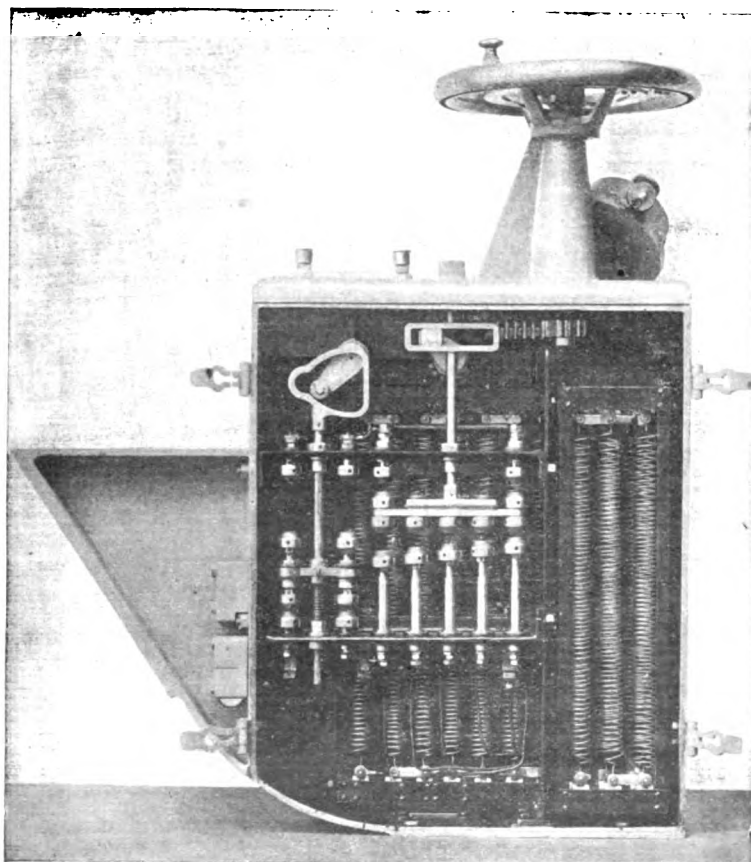


Fig. 5.

La manivelle d porte sur son tourillon un galet k engagé dans la coulisse de manivelle l montée sur la tige n du commutateur. Cette coulisse se compose d'une petite boucle horizontale m à parois parallèles, auxquelles se raccordent, en haut et en bas, des guides arqués v et w . Ces deux arcs v et w sont décrits de l'axe de rotation de la manivelle d comme centre, avec un rayon égal à la longueur de la manivelle augmentée du rayon du galet k , mais dans des positions différentes du commutateur : l'arc de cercle v étant ainsi décrit dans la position représentée par les figures 3 et 4 et l'arc w dans celle représentée par la figure 2. Par suite, la manivelle d ne peut produire le déplacement de la coulisse l qu'autant que le galet k se trouve dans la boucle m ; le mouvement de la coulisse l et, par conséquent, celui du commutateur cessent donc aussitôt que les contacts mobiles du commutateur viennent sur les contacts fixes en haut (fig. 3 et 4) ou en bas (fig. 2). La paroi verticale x de la coulisse l limite le déplacement de la manivelle d et, par suite, aussi celui de la manivelle e à 180° . La manivelle e est engagée, par le coulisseau ou prisonnier q , dans la coulisse de manivelle rectangulaire p , fixée sur la tige r .

Lorsqu'on déplace la manivelle à poignée i de sa position de repos (fig. 1) et qu'on l'amène à la position représentée par la figure 4, la manivelle d entraîne vers le haut, par l'intermédiaire du galet dans la boucle m , la coulisse l , et par suite la tige n avec les contacts mobiles qu'elle porte, jusqu'à ce que ces contacts mobiles 1 et 2 soient venus sur les contacts fixes correspondants 5 et 6. Pendant ce mouvement du commutateur

produit par la manivelle d , la manivelle e tourne du même angle que d , mais comme cette manivelle est verticale au commencement du mouvement de rotation (puisque'elle est perpendiculaire à la manivelle d qui se trouve alors en position horizontale) elle ne peut produire, au moyen de la coulisse p , qu'un petit déplacement vers le bas, de la tige r et des pièces portées par cette tige, de manière à interrompre, à la vérité le court-circuit d'armature établi par les contacts 9, 11 et 10, 12, mais sans pouvoir fermer les contacts du rhéostat de mise en marche. Le courant va alors de $+$ à travers tout le rhéostat $u_1, u_3, u_2,$



Dispositif de mise en marche et de changement de marche pour électromoteurs.

u_1, u , passe par le porte-contacts t , les contacts 2, 6, 7 dans le sens des flèches noires (fig. 4) et arrive par l'armature et les contacts 8, 5, 1 à $--$.

Si on déplace encore plus la manivelle i vers le haut (fig. 3), le galet k roule sur le côté intérieur v de la coulisse l , devenue concentrique au centre de la manivelle d sans produire un nouveau mouvement de cette coulisse et des contacts correspondants. Le commutateur reste donc immobile, tandis que la manivelle e continue à déplacer vers le bas la coulisse p et par suite le porte-contacts t . Les contacts fixes 18, 19, 20, 21 et 22 cédant alors élastiquement l'un après l'autre, il s'établit successivement un court-circuit des bobines u, u_1, u_2, u_3, u_4 du rhéostat de mise en marche, respectivement du réglage, au moyen des paires de contacts 13 et 18, 14 et 19, 15 et 20, 16 et 21, 17 et 22 jusqu'à ce que finalement les différentes parties occupent la position de la figure 3 ; le moteur se

trouve alors complètement dans le circuit et le courant passe de + aux contacts 22, 17, 2, 6 et 7 dans le sens des flèches noires et traverse l'armature et les pièces 8, 5 et 1 pour arriver à —.

En ramenant la manivelle à poignée i de la position montrée sur la figure 3 dans la position de repos (fig. 1), le fonctionnement qui vient d'être décrit se reproduit, mais en sens inverse, c'est-à-dire que le rhéostat est d'abord branché sur le circuit, que le circuit est ensuite interrompu par le commutateur et qu'il s'établit finalement un court-circuit de l'armature au moyen des contacts 9, 11, et 10, 12.

Si on déplace le levier i de sa position de repos (fig. 1) vers le bas (voir fig. 2), les deux coulisses l et p descendent et on ferme d'abord les contacts 3, 7, et 4, 8. Le courant passe alors de + à travers le rhéostat, au porte-contacts l et aux contacts 4, 8, suit le sens des flèches blanches (fig. 2) et revient à — en passant par l'armature et les pièces 7, 3. La marche du moteur a donc été renversée. En continuant le déplacement du levier i vers le bas, il se produit successivement un court-circuit des différentes bobines du rhéostat, exactement de la manière décrite en regard de la figure 3.

Il va de soi qu'au lieu d'un moteur monté en dérivation, l'appareil est également applicable à la mise en marche et au réglage de moteurs montés en série. Dans ce dernier cas, on utilise pour la commande d'un frein électrique, les contacts servant dans l'application à un moteur monté en dérivation, à la production d'un court-circuit de l'armature.

J. REYVAL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE ⁽¹⁾

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

La pulsation du courant continu produit par les convertisseurs tournants. R. Elsässer.
Elektrotechnische Zeitschrift, 3 mars.

De nombreuses études faites dans ces derniers temps ont montré que le courant produit par un convertisseur tournant est de nature pulsatoire. M. B. Field attribue ces pulsations aux dents de l'armature; Cramer essaie une série d'autres explications. La présente étude a pour but de montrer que la cause principale de la pulsation est la superposition de la chute de tension ohmique à l'intérieur des conducteurs induits pour le courant continu et pour le courant alternatif. Déjà Steinmetz et Kapp ont envisagé à la base de leurs travaux sur l'échauffement des convertisseurs tournants la superposition du courant continu et du courant alternatif, et Pichelmayer a prouvé par ses recherches que cette hypothèse est justifiée.

Supposons donnés : le courant continu par balai = $2c$ et la force électromotrice du côté

continu E_g . Tout ce qui suit se rapporte à une machine bipolaire ou à une machine multipolaire ramenée au type bipolaire d'après le schéma réduit d'Arnold. Le courant par branche d'induit du côté continu est c . Soient γ l'angle d'une division polaire embrassé par les conducteurs d'une phase, K le facteur de force électromotrice, e'_w la force électromotrice effective par phase : on a pour tous les nombres de phases :

$$e'_w = K \frac{1}{2} \gamma E_g \quad (1)$$

Pour le courant monophasé :

$$\gamma = 1 \quad e'_w = \frac{1}{2} K_2 E_g$$

Pour les courants triphasés :

$$\gamma = \frac{2}{3} \quad e'_w = \frac{1}{3} K_3 E_g$$

(¹) Dans le numéro dernier du 30 avril 1904, on a donné un compte rendu d'un mémoire présenté à l'Académie des Sciences de Berlin sur les décharges électriques de certains poissons. Il faut lire « torpille » au lieu de « torpedo » qui est le mot anglais. N. d. l. R.

Pour les courants hexaphasés :

$$\gamma = 1/3 e'_{\omega} = \frac{1}{6} K_6 E_g$$

Si i'_{ω} est le courant alternatif efficace, l'amplitude, en supposant le courant sinusoïdal, est $J_{\omega} = \sqrt{2} i'_{\omega}$. Pour produire c il faut une composante wattée i'_n et la puissance en courant continu $2c E_g$ correspond à la puissance en courant alternatif $x i'_n e_{\omega}$, où x est le nombre de phases. D'une façon générale on a donc

$$i'_n = \frac{2}{K_x} C \text{ et } J_n = \frac{2\sqrt{2}}{K_x} C = \tau C \quad (2)$$

A ce courant watté s'ajoute le courant qui entretient la rotation du convertisseur et qui compense les pertes. Pour une charge déterminée, ce courant peut être exprimé par $q\tau e$, de sorte que le courant total watté par phase est

$$J_n = \tau e + q\tau e = \rho e \quad (3)$$

S'il y a entre la force électromotrice et le courant un décalage, l'amplitude du courant de phase est

$$J_{\varphi} = \frac{J_n}{\cos \varphi} = \rho C \frac{1}{\cos \varphi} \quad (4)$$

Si de plus ω est la résistance de l'armature pour l'arc de longueur 1 (en degrés $57^{\circ}, 17' 44,8''$), la résistance par division polaire est $\pi\omega$ et pour un angle α° , $\alpha_b\omega$, α_b représentant la longueur d'arc qui correspond à l'angle α° .

L'action du courant alternatif considéré comme moteur est, pendant la plus grande partie d'une période, opposée au courant continu d'une moitié d'armature et, comme les valeurs instantanées s'additionnent algébriquement, la différence instantanée entre deux courants agit seule. Mais d'après la loi de superposition, les deux courants peuvent être considérés dans le calcul comme s'ils étaient indépendants l'un de l'autre. Les calculs n'ont besoin d'être faits que pour une moitié de l'armature, puisque pour l'autre moitié les valeurs sont identiquement les mêmes en valeur absolue et ne se distinguent que par le signe qui les précède. En ce qui concerne la position des balais à courant continu, on adoptera purement et simplement la zone neutre. Un décalage de ces balais agit très approximativement comme un décalage égal et opposé du vecteur de courant du côté alternatif et n'a par conséquent pas besoin d'être envisagé d'une façon particulière.

CONVERTISSEUR MONOPHASÉ. — Le convertisseur à courant alternatif ordinaire travaille avec deux phases dont les vecteurs de courant et de tension sont décalés de 180° l'un sur l'autre; les conducteurs de chaque phase recouvrent une division polaire entière. La ligne neutre sert d'axe des temps.

2. *Chute de tension du côté continu.* — Entre les balais A et B (fig. 1) se produit une chute de tension $c\omega\pi$ dans la direction A vers B. Dans la même direction agit la perte de tension produite par le courant $-J_n$, tandis que celle produite par $+J_n$ est opposée. Les figures 1 et 2 montrent tout de suite qu'il y a deux parties principales, depuis $\alpha = 0^{\circ}$ jusqu'à $\alpha = 90^{\circ}$ et de $\alpha = 90^{\circ}$ jusqu'à $\alpha = 180^{\circ}$. Pour l'angle $(\widehat{J_n E_{\omega}}) = \varphi = 0$ on a les équations suivantes :

$$\begin{aligned} 0^{\circ} < \alpha < 90^{\circ}, \quad 180^{\circ} < \alpha < 270^{\circ} \\ e_{vg} = C\omega\pi - \rho_2 C \sin \alpha W \left(\frac{\pi}{2} + \alpha_b \right) - \rho_2 c \cdot (\sin \alpha + \pi) \omega \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_b \right) \end{aligned}$$

$$e_{vg} = C\omega\pi \left(1 - \rho_2 \sin \alpha \frac{2\alpha_b}{\pi} \right) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} 90^{\circ} < \alpha < 180^{\circ}, \quad 270^{\circ} < \alpha < 360^{\circ} \\ e_{vg} = C\omega\pi - \rho_2 C \sin \alpha W \left(\frac{3}{2}\pi - \alpha_b \right) - \rho_2 c \sin \left(\alpha + \pi \right) \omega \left(\alpha_b - \frac{\pi}{2} \right) \\ e_{vg} = C\omega\pi (1 - \rho_2 \sin \alpha) \left(1 - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \quad (6) \end{aligned}$$

$c\omega\pi$ est la chute de tension qui entrerait en ligne de compte si la machine travaillait comme génératrice à courant continu et qui sera toujours prise, dans la suite, comme point de comparaison. L'expression entre parenthèses atteint le maximum 1 pour l'angle $\alpha = 0^{\circ}$, 180° et 360° et un minimum $(1 - \rho_2)$ pour $\alpha = 90^{\circ}$ et 270° . La tension pulsatoire a donc une fréquence double de celle du courant alternatif agissant. Comme ρ_2 est toujours plus grand que 1, la chute de tension moyenne est sensiblement inférieure à la valeur $c\omega\pi$ et pendant une période du courant il se produit deux élévations de tension du côté continu. La grandeur de la différence totale de tension dépend en outre de l'intensité des courants de la largeur relative des pôles αp . On a pour

$\alpha_p = 0,5$	0,6	0,666	0,7	0,75	0,8
$K_2 = 1,635$	1,55	1,495	1,46	1,45	1,365
$\eta_2 = 1,73$	1,825	1,892	1,94	2	2,072

Les valeurs de K_2 sont calculées d'après les formules données par le professeur Ossanna et s'écartent un peu des valeurs de Kapp.

La différence totale de tension est donc d'au-

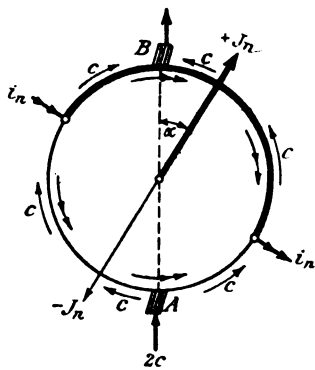


Fig. 1.

tant plus grande que la largeur relative des pôles (largeur de la courbe de champ rectangulaire pour un espace rigoureusement neutre entre les pôles). Connaissant r_{12} on détermine d'après l'équation 3 la valeur de ρ_2 . Pour $\rho_2 = 2$ les valeurs pour les positions individuelles de l'induit sont déterminées par les équations 5 et 6

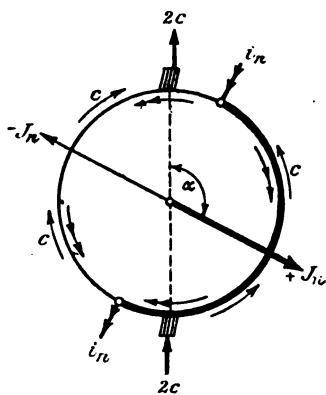


Fig. 2.

et représentées sur la courbe (fig. 3) pour $c\omega\pi = 1$. Dans ce cas la différence totale de tension atteint une valeur double de celle de la chute de tension de la machine à courant continu. Les courbes ont dans leur partie supérieure une allure sinusoïdale et forment au contraire une pointe aiguë au voisinage du minimum. La surface des courbes au-dessus de la ligne neutre est beaucoup plus grande que celle située au-dessous.

Il est intéressant aussi de connaître la chute de tension du côté continu lorsque la machine ne produit aucun courant, c'est-à-dire quand $c = 0$. Dans ce cas, il faut introduire pour $\rho_2 c$ le courant à vide J_0 et l'on obtient :

Pour $0^\circ < \alpha < 90^\circ$, $180^\circ < \alpha < 270^\circ$

$$e_{i0} = J_0 \omega \pi \left(-\frac{2}{\pi} \alpha_b \sin \alpha \right) \quad (7a)$$

et pour $90^\circ < \alpha < 180^\circ$, $270^\circ < \alpha < 360^\circ$

$$e_{i0} = J_0 \omega \pi \left[2 \sin \alpha \left(\frac{\alpha_b}{\pi} - 1 \right) \right] \quad (7b)$$

Il se produit donc une élévation de tension

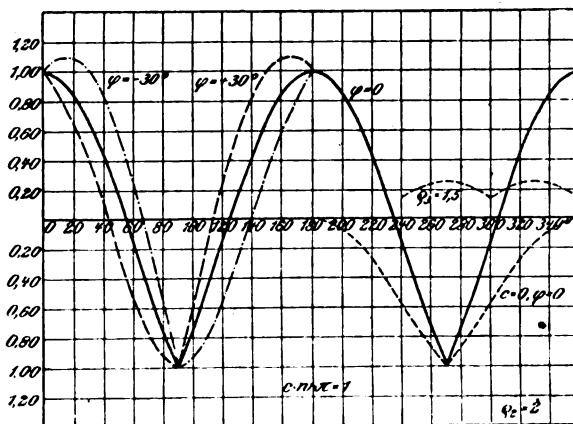


Fig. 3.

pulsatoire dont la fréquence est double de celle du courant alternatif. La courbe est dessinée (fig. 3) pour $J_0 \omega \pi = 1$ et a exactement la même allure caractéristique que la courbe relative à la charge c , mais varie entre 0 et $-(J_0 \omega \pi c)$.

S'il existe à l'intérieur du convertisseur un décalage $\pm \varphi$ entre E_w et J_w , la valeur instantanée du courant alternatif

$$i_w = \rho_2 c \frac{1}{\cos \varphi} \sin(\alpha + \varphi) = \rho_2 c (\sin \alpha \pm \operatorname{tg} \varphi \cos \alpha) \quad (8a)$$

Pour

$$0^\circ < \alpha < 90^\circ, \quad e'_{ej} = C \omega \pi \left[1 + \rho_2 (\sin \alpha \pm \operatorname{tg} \varphi \cos \alpha) \frac{2}{\pi} \alpha_b \right]$$

Pour

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ \quad e'_{ej} = C \omega \pi \left(1 - \rho_2 (\sin \alpha \pm \operatorname{tg} \varphi \cos \alpha) 2 \left(1 - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \right) \quad (8b)$$

(voir fig. 4). Les courbes ont encore ici la même forme générale que celles des équations 5 et 6 mais il y a un facteur qui les déforme alors $\alpha = 90^\circ$ et 270° , on a dans tous les cas

$$e_{vg} = Cw\pi(1 - \rho_2).$$

La valeur maxima varie aussi bien en grandeur qu'en phase et croît rapidement lorsque φ augmente. La figure 3 donne des courbes relatives aux cas où $\varphi = +30^\circ$ et $\varphi = -30^\circ$: ce décalage n'exerce qu'une très faible influence sur la forme des courbes et sur la différence totale de tension ($\pm 1/2$ p. 100).

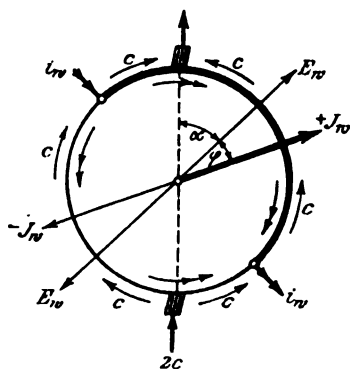


Fig. 4.

b. *Chute de tension du côté alternatif.* — La superposition des deux courants doit aussi être envisagée pour le côté du courant alternatif. Le courant continu peut être considéré ici d'une façon générale comme constant, car l'effet de la pulsation est très faible et déforme très peu les courbes. Pour une phase et un décalage intérieur nul, on a, en supposant positif le sens du courant alternatif,

Pour $0^\circ < \alpha < 90^\circ$

$$e_{\frac{\pi}{2}} = \rho_2 c \sin \alpha w\pi - cw \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) + cw \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right)$$

$$e_{\frac{\pi}{2}} = cw\pi \left(\rho_2 \sin \alpha - 2 \frac{\alpha}{\pi} \right) \quad (9a)$$

Pour $90^\circ < \alpha < 180^\circ$

$$e_{\frac{\pi}{2}} = cw\pi \left(\rho_2 \sin \alpha - 2 \right) \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \quad (9b)$$

Les valeurs de $e_{\frac{\pi}{2}}$ sont positives de 0 à 180° , sont nulles pour $\alpha = 0^\circ$ et $\alpha = 180^\circ$, et donnent, pour $180^\circ < \alpha < 360^\circ$, les mêmes équations, mais avec le signe $-$. La chute de tension du

côté du courant alternatif a alors même phase et même fréquence que le courant alternatif. La figure 5 donne la courbe pour $\rho_2 = 2$. On voit d'après cette figure que la chute de tension tombe à peu près à la moitié de la valeur qu'elle aurait si la machine fonctionnait comme générateur ou moteur à courant alternatif. La courbe a deux maxima dans sa partie positive et dans sa partie négative et forme des angles très aigus.

La figure 5 donne encore une courbe pour

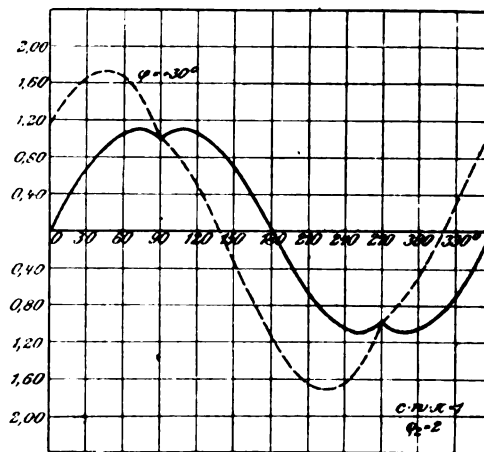


Fig. 5.

$\varphi = +30^\circ$. Les égalités pour le décalage sont analogues aux précédentes. Dans tous les cas, la chute de tension du convertisseur est sensiblement plus faible que celle du même moteur synchrone.

II. CONVERTISSEURS TRIPHASÉS. — Il y a dans ce cas, comme le montrent les figures 6 à 8, 3 divisions

$$\alpha 0^\circ < \alpha < 60^\circ \quad 60^\circ < \alpha < 120^\circ \quad 120^\circ < \alpha < 180^\circ$$

a. *Chute de tension du côté continu.* — Pour un décalage intérieur nul, on peut écrire les équations suivantes, en considérant comme positif le sens du courant continu :

Pour $0 < \alpha < 60^\circ$

$$e_{vg} = cw\pi - \rho_3 c \sin \alpha w \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_b \right) - \rho_3 c \sin (\alpha + 120^\circ) w \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_b \right)$$

$$e_{vg}^{(1)} = cw\pi \left(1 - \sqrt{3} \rho_3 \left(\frac{1}{3} \cos \alpha - \cos (\alpha + 60^\circ) \frac{\alpha_b}{\pi} \right) 10a \right)$$

Pour $60^\circ < \alpha < 120^\circ$

$$e_{cy} = cw\pi - \rho_3 c \sin \alpha w \frac{2}{3} \pi - \rho_3 c \sin (\alpha_b + 120^\circ)$$

$$w \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) - \rho_3 c \sin (240^\circ + \alpha) w \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right)$$

$$e_{cy}^{(2)} = cw\pi \left[1 - \rho_3 \left(\sin (\alpha + 60^\circ) - \frac{\alpha_b}{\pi} \sqrt{3} \cos \alpha \right) \right] \quad (10b)$$

Pour $120^\circ < \alpha < 180^\circ$

$$e_{cy} = cw\pi - \rho_3 cw \left(\sin \alpha \left(\frac{4\pi}{3} - \alpha \right) + \sin (\alpha + 240^\circ) \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right) \right)$$

$$e_{cy}^{(3)} = cw\pi \left[1 - \rho_3 \left[\frac{3}{2} \left(1 - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \sin \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{3} - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \cos \alpha \right] \right] \quad (10c)$$

Pour la deuxième moitié de la période de l'armature, on trouve les mêmes formules dans le même ordre. Les équations ont une valeur minima $cw\pi \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{3} \rho_3 \right)$ pour les positions d'armature $\alpha = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 240^\circ, 300^\circ, 360^\circ$ et une valeur maxima $cw\pi \left(1 - \frac{1}{2} \rho_3 \right)$ pour $\alpha = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 330^\circ$.

La tension pulsatoire a donc une fréquence six fois plus grande que celle du courant alter-

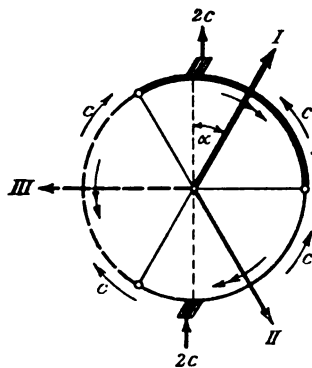


Fig. 6.

natif et atteint sa plus petite valeur lorsqu'une des 3 phases s'annule, et sa plus grande valeur lorsqu'un des courants est maximum. Contrairement à ce qui se passe dans le convertisseur monophasé, la chute de tension reste ici toujours positive, mais dépend, en plus de la charge de

la valeur de la largeur relative polaire. On a pour

$\alpha_p = 0,5$	0,6	0,666	0,7	0,75	1,8
$K_3 = 2,115$	2,018	1,935	1,905	1,842	9,775
$\tau_{13} = 1,338$	1,402	1,462	1,483	1,534	1,593

La différence de tension totale est d'autant plus grande que l'arc polaire est plus grand.

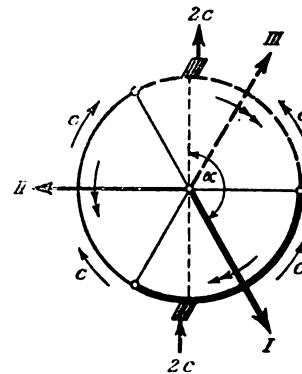


Fig. 7.

A un arc polaire égal à celui que nous avons supposé dans le convertisseur monophasé correspond environ une valeur $\rho_3 = 1,5$. La figure 9 représente les courbes relatives à cette valeur : elles présentent encore dans leurs points infé-

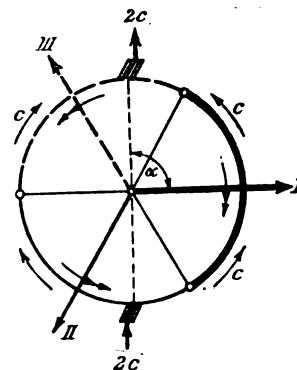


Fig. 8.

rieurs des angles caractéristiques. On voit sur ces courbes que la chute de tension est toujours positive, mais est réduite à une fraction de la chute de tension de la machine à courant continu (ici au maximum $1/4 cw\pi$), et que la différence totale de tension est beaucoup plus petite que dans le convertisseur monophasé (pour $\rho_3 = 1,5$ on a en chiffres ronds $1/10 cw\pi$).

Si le circuit du côté continu est ouvert, $c = 0$ et la chute de tension ohmique du courant à vide J_0 intervient aussi de ce côté et agit pour élever la tension. Les équations se déduisent de (10) en faisant $c = 0$ et $\rho_3 c = J_0$.

Pour $0 < \alpha < 60^\circ$

$$e_{v0} = -J_0 \omega \pi \sqrt{3} \left[\frac{1}{3} \cos \alpha - \frac{\alpha_b}{\pi} \cos (\alpha + 60^\circ) \right] \quad (11)$$

La pulsation de cette tension a aussi une fréquence six fois plus élevée que le courant alternatif, et la forme de courbe correspond tout à

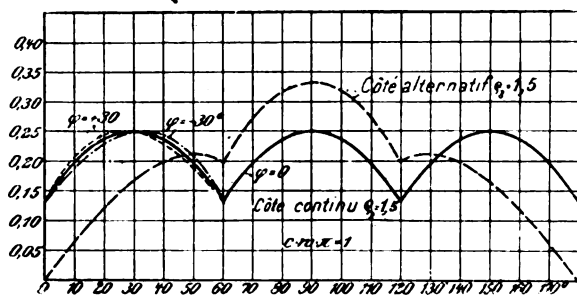


Fig. 9.

fait à celle que l'on obtient pour une charge quelconque. Pour la machine dont il s'agit, la valeur maxima serait

$$-J_0 \omega \pi 0,866$$

et la valeur minima

$$-J_0 \omega \pi 0,75$$

L'élévation de tension n'est donc jamais nulle dans la marche à vide. Pour cette cause, la différence de potentiel mesurée dans la marche à vide ne correspond pas à la force électromotrice, mais est plus grande que cette dernière.

S'il existe à l'intérieur du convertisseur un décalage $\pm \varphi$ entre le courant et la force électromotrice, il faut remplacer J_n par J_φ et la valeur instantanée du courant est déterminée par $\alpha \pm \varphi$. La formule suivante est alors valable pour toutes les positions de l'armature :

$$e'_{c\varphi} = c \omega \pi (1 - \rho_3 K) \quad (12a)$$

Les valeurs de K sont les suivantes :

Pour $0^\circ < \alpha < 60^\circ$

$$K = \left(\frac{1}{3} \cos \alpha - \cos (\alpha + 60^\circ) \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \pm \operatorname{tg} \varphi \sqrt{3} \left(\sin (\alpha + 60^\circ) \frac{\alpha_b}{\pi} - \frac{1}{3} \sin \alpha \right) \quad (12b)$$

Pour $60^\circ < \alpha < 120^\circ$

$$K = \left(\sin (\alpha + 60^\circ) - \sqrt{3} \frac{\alpha_b}{\pi} \cos \alpha \right) \pm \operatorname{tg} \varphi \left(\cos (\alpha + 60^\circ) + \sqrt{3} \frac{\alpha_b}{\pi} \sin \alpha \right) \quad (12c)$$

L'influence du décalage est facile à déduire de ces deux équations. Le premier membre correspond au facteur de ρ_3 dans l'équation 10 correspondante. Le second membre avec le facteur $\operatorname{tg} \varphi$ est nul pour les valeurs $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ \dots$ Pour ces positions d'armature et sans décalage, les courbes de tension passent par le même point. Le décalage cause alors purement et simplement une déformation dans le temps et un accroissement insignifiant des courbes comme on le voit d'après les équations 12b et 12c et comme les courbes de la figure 9 tracées pour $\rho_3 = 1,5$ et $\varphi = \pm 30^\circ$ le montrent clairement.

b. Chute de tension du côté alternatif. — Supposons que le courant du côté continu est constant et que le sens du courant alternatif est positif. Pour $\varphi = 0$ et pour une phase :

Si $0^\circ < \alpha < 60^\circ$

$$e^I_\varphi = \frac{2}{3} c \omega \pi \left(\rho_3 \sin \alpha - 3 \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \quad (13a)$$

Si $60^\circ < \alpha < 120^\circ$

$$e^II_\varphi = \frac{2}{3} c \omega \pi (\rho_3 \sin \alpha - 1) \quad (13b)$$

Si $120^\circ < \alpha < 180^\circ$

$$e^III_\varphi = \frac{2}{3} c \omega \pi \left(\rho_3 \sin \alpha - 3 \left(1 - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \right) \quad (13c)$$

Cette tension a même phase et même fréquence que le courant alternatif.

Comme la chute de tension ohmique pour la machine à courant alternatif serait

$$e_m = \frac{2}{3} c \omega \pi \rho_3 \sin \alpha,$$

on voit que dans chaque cas la superposition du courant continu entraîne une importante réduction de cette chute de tension. Dans la figure 9 est tracée la courbe pour $\rho_3 = 1,5$ = ici

$$e_\varphi = \frac{1}{2} e_m.$$

On peut traiter comme précédemment le cas où il existe un décalage $\pm \varphi$. Dans ce cas e_c croît avec l'angle φ mais reste toujours plus petit que dans la machine à courant alternatif correspondante.

III. CONVERTISSEUR HEXAPHASÉ. — Dans le convertisseur hexaphasé deux courants du côté alternatif sont égaux mais de sens opposés; cette machine ne représente qu'un mode de connexion particulier du convertisseur triphasé et il est évident *a priori* que les résultats ne s'écartent pas beaucoup de ceux trouvés pour le convertisseur triphasé.

a. Côté continu. — Il suffit de considérer la portion de la période d'armature pour α compris entre 0° et 90° ; cette portion se divise en deux parties $0^\circ < \alpha < 30^\circ$, $30^\circ < \alpha < 90^\circ$. Pour un décalage intérieur nul, pour $0^\circ < \alpha < 30^\circ$, on a

$$e_{vg}^I = c\omega\pi - \rho_6 c\omega \left[\sin \alpha \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_b \right) + \sin (\alpha + 60^\circ) \frac{\pi}{3} + \sin (\alpha + 120^\circ) \frac{\pi}{3} + \sin (\alpha + 180^\circ) \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_b \right) \right]$$

$$e_{vg}^I = c\omega\pi \left[1 - \rho_6 \left(\frac{2\alpha_b}{\pi} \sin \alpha + \frac{1}{3} \sqrt{3} \cos \alpha \right) \right] \quad (14a)$$

Pour $30^\circ < \alpha < 90^\circ$

$$e_{vg}^{II} = c\omega\pi - \rho_6 c\omega \left[\sin \alpha \frac{\pi}{3} + \sin (\alpha + 60^\circ) \frac{\pi}{3} + \sin (\alpha + 120^\circ) \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_b \right) + \sin (\alpha + 300^\circ) \left(\alpha_b - \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

$$e_{vg}^{II} = c\omega\pi \left[1 - \rho_6 \left(\sin \alpha \left(\frac{1}{6} + \frac{\alpha_b}{\pi} \right) + \cos \alpha \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \sqrt{3} \right) \right] \quad (14b)$$

Ces équations ont comme valeurs maxima

$$e_{vg \max} = c\omega\pi \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{3} \rho_6 \right)$$

pour les angles $\alpha = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, \dots$
et comme valeurs minima

$$e_{vg \min} = c\omega\pi \left(1 - \frac{2}{3} \rho_6 \right) \text{ pour } \alpha = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, \dots$$

pour $\alpha = 30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, \dots$

La phase des ondes est décalée de 30° sur celle du convertisseur triphasé, ce que montre la figure 10. On a pour

$\alpha_p =$	0,5	0,6	0,666	0,7	0,75	0,8
$K_6 =$	2,49	2,325	2,235	2,2	2,35	2,07
$\gamma_6 =$	1,035	1,115	1,265	1,285	1,325	1,365

ρ_6 est déterminé d'après l'équation 3. Pour la même machine qui avait été envisagée comme convertisseur triphasé, on trouve la valeur $\rho_6 = 1,3$. Si l'on calcule alors un grand nombre de valeurs instantanées, on voit qu'elles coïn-

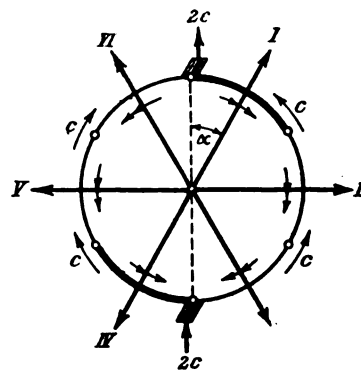


Fig. 10.

cident avec les valeurs du convertisseur triphasé correspondant à la courbe de la figure 11. Il en est de même pour un décalage $\pm \varphi$ dont l'influence est insignifiante.

b. Côté alternatif. — Des considérations précédentes on déduit :

Pour $0^\circ < \alpha < 30^\circ$

$$e_{\varphi}^I = \frac{1}{3} C\omega\pi \left(\rho_6 \sin \alpha - \frac{6\alpha_b}{\pi} \right) \quad (15a)$$

Pour $30^\circ < \alpha < 150^\circ$

$$e_{\varphi}^{II} = \frac{1}{3} C\omega\pi (\rho_6 \sin \alpha - 1) \quad (15b)$$

Pour $150^\circ < \alpha < 180^\circ$

$$e_{\varphi}^{III} = \frac{1}{3} C\omega\pi \left(\rho_6 \sin \alpha - 6 \left(1 - \frac{\alpha_b}{\pi} \right) \right) \quad (15c)$$

Il se produit ici du côté du courant alternatif une élévation de tension. La chute de tension et aussi la différence totale de tension n'atteignent que de très faibles valeurs. La courbe est plus déformée lorsqu'il existe un décalage; les équations correspondantes se déduisent facilement de ce qui précède et nécessitent aucun nouveau développement.

CONCLUSIONS. — De ce qui précède on peut tirer sur le fonctionnement des convertisseurs tournants à une seule armature munie d'un seul enroulement pour le courant continu et le courant alternatif, les conclusions suivantes qui naturellement s'appliquent à toutes les machines de même espèce (convertisseurs produisant en outre de la force motrice, générateurs, doubles, etc.

1. Chaque convertisseur produit du côté continu une tension pulsatoire dont la cause réside dans la superposition de la chute de tension ohmique du courant continu et du courant alternatif. Les autres causes de la pulsation sont de nature secondaire.

2. La fréquence de la tension alternative superposée à la tension continue est, dans les convertisseurs monophasés le double, et, dans les convertisseurs triphasés ou hexaphasés, le sextuple de celle du courant alternatif agissant.

3. Les ondes particulières de la tension pulsatoires sont des parties de sinusoides comme la pulsation d'une machine à courant continu munie d'un collecteur à très peu de lames; les points bas des courbes présentent des angles aigus.

4. Dans les convertisseurs polyphasés la chute de tension est toujours positive et n'est qu'une fraction de la chute ohmique de la même machine à courant continu. La différence totale des valeurs de la tension pulsatoire est faible.

Dans le convertisseur monophasé la chute ohmique de tension est deux fois négative dans chaque période de l'armature et agit alors comme une élévation de tension. La différence entre les plus grandes et les plus petites valeurs de la tension vaut plusieurs fois la chute ohmique que le convertisseur présenterait en fonctionnant comme machine à courant continu.

5. L'amplitude de la pulsation dépend de la charge et de la forme des pôles du convertisseur.

6. Lorsque le circuit à courant continu est ouvert (charge nulle) il existe toujours une élévation de tension pulsatoire. La fréquence de la pulsation est la même qu'en charge. Dans le convertisseur monophasé cette élévation de tension varie entre 0 et une valeur presque égale ou supérieure à la chute de tension de la machine à courant continu, suivant la forme des pôles. Dans les convertisseurs polyphasés cette

élévation de tension est toujours plus grande que 0 mais toujours plus petite que la chute de tension de la machine à courant continu. La force électromotrice du convertisseur E_c ne peut pas être déduite de la différence de potentiel aux bornes lorsque le circuit à courant continu est ouvert.

7. Du côté du courant alternatif aussi, la superposition doit être envisagée et indépendamment d'une déformation de la courbe de tension, produit une forte diminution de la chute ohmique. La déformation est très faible dans le convertisseur monophasé et croît fortement avec le nombre de phases. La chute de tension du côté alternatif a même phase et même fréquence que le courant alternatif.

8. Un décalage entre le courant et la force électromotrice influe peu sur le côté continu même lorsqu'il a une valeur considérable; au contraire son influence est considérable du côté alternatif et naturellement la chute de tension de ce côté réagit pour un débit constant sur le côté continu.

Il est intéressant de vérifier par l'expérience les résultats théoriques. En ce qui concerne les grandes différences trouvées entre les diverses mesures, spécialement celles du professeur Bauti et de M. Cramer, elles doivent être attribuées moins à l'emploi de pôles massifs ou feuilletés qu'à la construction générale de la machine. Il est clair qu'une machine construite comme convertisseur peut avoir une résistance d'armature plus élevée (par suite de la diminution des pertes par effet Joule) qu'une machine à courant continu de même puissance. Par suite, la première machine présentera de plus grandes différences de tension que la dernière, si on l'emploie comme convertisseur. La résistance de l'armature est un facteur absolument nécessaire à connaître pour la prévision de cette valeur. Les conclusions de M. Cramer sur la pulsation des convertisseurs triphasés est très claire; pour permettre la comparaison, la figure 3 donne les courbes relatives à un convertisseur monophasé et à un convertisseur triphasé de même construction.

Dans les machines de M. Field la période de la pulsation correspond au nombre des dents de l'armature; comme la courbe du générateur est fortement déprimée, on trouve dans la courbe de la chute ohmique des dépressions semblables

et l'on obtient deux périodes par pôle et par phase, correspondant à deux encoches par pôle et par phase.

Pour la différence entre les valeurs de la tension lorsqu'on travaille sur une résistance ohmique et sur des accumulateurs, on peut encore ajouter les considérations suivantes : Lorsque le circuit de travail est constitué par une résistance ohmique, la tension totale est dissipée sous forme de perte de tension ohmique, et alors la chute de tension pulsatoire n'est qu'un faible pour cent ; au contraire, si le circuit d'utilisation est représenté par une batterie d'accumulateurs, la plus grande partie de la tension est équilibrée par la force contre-électromotrice de la batterie, et la tension pulsatoire représente un pour cent très élevé de la tension résultante. Par suite le courant devient très pulsatoire ; il se produit pendant une période de l'armature plusieurs fortes alternances de la charge et comme, à excitation constante, la phase de l'armature d'un moteur synchrone, c'est-à-dire la position dans l'espace de l'armature comparée à celle d'une génératrice, varie avec l'intensité du courant, il se produit ici des impulsions positives et négatives qui occasionnent des mouvements pendulaires et la non uniformité de la vitesse angulaire et amènent parfois des résonances dangereuses.

L'élévation de tension dans la marche à vide ne se produit que lorsque le courant est à peu près sinusoïdal et lorsqu'il n'existe à l'intérieur du convertisseur aucun courant d'équilibre dans l'enroulement fermé. Ces courants d'équilibre pourraient sans doute être décalés dans l'un ou l'autre sens et il serait peut-être possible de trouver une méthode simple pour vérifier leur existence.

R. V.

Le diagramme du cercle pour la marche au delà du synchronisme. Paul Müller. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 3 mars.

Lorsqu'on fait tourner le rotor d'un moteur asynchrone à une vitesse supérieure à celle du synchronisme, en lui fournissant de l'énergie mécanique, le moteur renvoie du courant dans le réseau et développe un couple négatif. Comme de semblables générateurs asynchrones peuvent trouver un grand nombre d'applications, il est intéressant, non seulement au point de vue théo-

rique, mais aussi au point de vue pratique, d'examiner si le diagramme connu du cercle, employé pour les moteurs asynchrones, ne s'applique pas aussi à la marche en génératrice au delà du synchronisme. L'auteur veut montrer dans ce qui suit que ce n'est pas le cas.

Il conviendrait pour traiter cette question de laisser de côté le diagramme vectoriel ordinaire qui, comme l'on sait, présente une grande analogie avec le diagramme des transformateurs et donne une image exacte du fonctionnement de la machine, mais qui entraîne une assez grande complication, car il doit être tracé à nouveau pour chaque valeur du glissement. Le diagramme du cercle évite cet inconvénient, car il donne le lieu géométrique de l'extrémité des vecteurs du courant qui, dans le cas précédent devaient être déterminés individuellement.

Pour plus de simplicité nous supposons que le stator et le rotor portent le même genre d'enroulement avec le même nombre de tours.

Le champ tournant produit par le courant magnétisant i_μ induit dans le stator une force électromotrice E_1 en avance de 90° sur i_μ , et dans le rotor une force électromotrice E_2 à 90° en arrière de i_μ pour la marche au-dessous du synchronisme, nulle au synchronisme et à 90° en avant pour les vitesses supérieures au synchronisme.

Entre E_1 et E_2 on a la relation

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{r_2}{r_1} = \frac{2\pi v_2}{2\pi v_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (1)$$

en désignant par v_1 la fréquence primaire et par v_2 la fréquence secondaire.

La tension du rotor E_2 produit un courant i_2 dont la grandeur et la phase dépendent de la résistance w_2 et de la self-induction $\omega_1 L_1$ du circuit du rotor qui peuvent, outre les tours de l'enroulement provenir de bagues, de balais, de fils de connexion, etc.

En employant la notation de Steinmetz on a

$$E_2 = W_2 i_2 + j\omega_2 L_2 i_2 \quad (2)$$

et l'angle α_2 de décalage entre i_2 et E_2 est donné par l'égalité

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{\omega_2 L_2}{w_2} \quad (3)$$

L'équation 2 multipliée par $\frac{\omega_1}{\omega_2}$ donne

$$E_2 \frac{\omega_1}{\omega_2} = E_1 = \frac{\omega_1}{\omega_2} w_2 i_2 + j\omega_1 L_2 i_2 \quad (4)$$

Le courant du stator i_1 est obtenu en composant i_2 avec le courant magnétisant i_μ et le courant dû à l'hystérésis i_h . Pour avoir i_2 comme seule inconnue, nous décomposons i_1 en deux

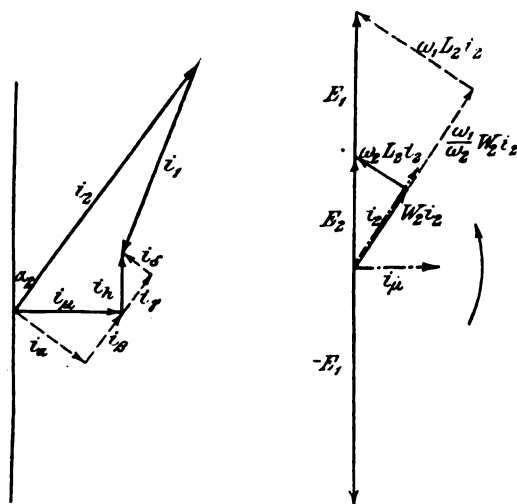


Fig. 1 et 2.

composantes, l'une parallèle et l'autre perpendiculaire à i_2 . La première est (figure 2) $(-i_2 + i_3 + i_4)$ et la seconde $-j(i_\mu - i_h)$.

Dans les deux triangles formés par les côtés i_μ , $i_\mu - i_h$ et i_1 on a

$$\begin{aligned} i_\mu &= i_1 \cos \alpha_2 = i_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{w_2}{E_1} i_2 \\ i_3 &= i_1 \sin \alpha_2 = i_1 \frac{\omega_1 L_2}{E_1} i_2 \\ i_4 &= i_h \cos \alpha_2 = i_h \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{w_2}{E_1} i_2 \\ i_h &= i_h \sin \alpha_2 = i_h \frac{\omega_1 L_2}{E_1} i_2 \end{aligned} \quad (5)$$

Le courant i_μ est toujours dans un rapport donné avec la force électromotrice E_1 : ce rapport, abstraction faite des cas où la saturation est élevée, est toujours constant pour la même machine.

On peut donc poser

$$i_\mu = A E_1 \quad (6)$$

Par contre le courant i_h n'est pas proportionnel à la première puissance de E_1 mais à une puissance plus élevée. Par suite le calcul serait

très compliqué si l'on voulait en tenir compte ; heureusement i_h est en général si petit vis-à-vis de i_μ que l'exactitude du résultat n'est pas altérée si l'on pose

$$i_h = B E_1 \quad (7)$$

On a donc, de l'équation (5)

$$\begin{aligned} i_\mu &= A \frac{\omega_1}{\omega_2} w_2 i_2 \\ i_3 &= A \omega_1 L_2 i_2 \\ i_4 &= B \frac{\omega_1}{\omega_2} w_2 i_2 \\ i_h &= B \omega_1 L_2 i_2 \end{aligned} \quad (8)$$

Si le stator (et éventuellement les connexions etc.) a une résistance ω_1 et un coefficient de self-induction L_1 , les tensions suivantes doivent être appliquées, pour forcer le courant i_1 à travers l'enroulement du stator

$$(-i_2 + i_3 + i_4) \omega_1 \text{ et } -j(i_\mu - i_h) j \omega_1 L_1 = + (i_\mu - i_h) \omega_1 L_1$$

parallèlement à la direction de i_2 , et de plus

$$(-i_2 + i_3 + i_4) j \omega_1 L_1 \text{ et } -j(i_\mu - i_h) \omega_1$$

perpendiculairement à la direction de i_2 (fig. 3).

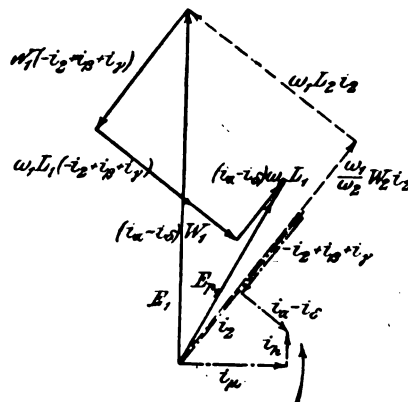


Fig. 3.

En outre, il faut imprimer au stator, pour équilibrer la force contre-électromotrice $-E_1$, une tension $+E_1$ de sorte que la différence de potentiel E_{p1} aux bornes du stator est la suivante :

$$E_{p1} = E_1 + \{ (-i_2 + i_3 + i_4) \omega_1 + (i_\mu - i_h) \omega_1 L_1 \} + j \{ (-i_2 + i_3 + i_4) j \omega_1 L_1 - (i_\mu - i_h) \omega_1 \} \quad (9)$$

ou, en introduisant la valeur de E_1 tirée de

d'induction (électrostatique) des conducteurs p et q .

Les coefficients γ sont faciles à mesurer : cette mesure pourrait être conduite de la façon suivante. On relierait ensemble tous les conducteurs à la terre par l'intermédiaire de galvanomètres balistiques et on laisserait ouverte la connexion du conducteur 1. Les galvanomètres devraient être suffisamment éloignés des conducteurs, et les fils de connexion suffisamment fins pour ne pas influencer sur la répartition de l'électricité.

Nous chargeons le conducteur 1 au potentiel V_1 mesuré au moyen d'un électromètre statique. Ensuite nous rétablissons la connexion du conducteur 1 avec la terre. Toutes les charges vont à la terre à travers les galvanomètres balistiques ; les déviations de ces instruments donnent la grandeur des quantités d'électricité qui passent. Si nous divisons ces quantités par V_1 , nous obtenons les nombres $\gamma_{11}, \gamma_{12}, \dots, \gamma_{1n}$.

Si un conducteur n est à la terre, $V_n = 0$ et les membres correspondant de l'équation 2 disparaissent.

Les formules 1 et 2 sont valables pour des systèmes de conducteurs dont aucun n'entoure les autres c'est-à-dire pour des systèmes constitués par de longs cylindres parallèles (câbles aériens). Mais si l'on est dans le cas où un conducteur en entoure d'autres, comme dans certains câbles, les équations 1 et 2 doivent subir une modification.

Si le potentiel de l'enveloppe conductrice est V_0 , nous devons poser en nous limitant au cas de 3 conducteurs

$$\left. \begin{aligned} V_1 - V_0 &= \alpha_{11}Q_1 + \alpha_{12}Q_2 + \alpha_{13}Q_3 \\ V_2 - V_0 &= \alpha_{21}Q_1 + \alpha_{22}Q_2 + \alpha_{23}Q_3 \\ V_3 - V_0 &= \alpha_{31}Q_1 + \alpha_{32}Q_2 + \alpha_{33}Q_3 \end{aligned} \right\} \quad (1 a)$$

et

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= \gamma_{11}(V_1 - V_0) + \gamma_{12}(V_2 - V_0) + \gamma_{13}(V_3 - V_0) \\ Q_2 &= \gamma_{21}(V_1 - V_0) + \gamma_{22}(V_2 - V_0) + \gamma_{23}(V_3 - V_0) \\ Q_3 &= \gamma_{31}(V_1 - V_0) + \gamma_{32}(V_2 - V_0) + \gamma_{33}(V_3 - V_0) \end{aligned} \right\} \quad (2 a)$$

La signification des facteurs γ diffère de celle indiquée plus haut et peut être déduite des considérations suivantes. Supposons par exemple que tous les conducteurs à l'exception de (1) soient reliés à l'enveloppe conductrice et donnons au conducteur 1 un potentiel qui soit supérieur d'une unité à celui de l'enveloppe. Nous avons

alors

$$Q_1 = \gamma_{11} \quad Q_2 = \gamma_{21} \quad Q_3 = \gamma_{31}.$$

Evidemment

$$\gamma_{21} = \gamma_{12} \quad \gamma_{31} = \gamma_{13} \quad \gamma_{32} = \gamma_{23}.$$

La seconde partie de ce travail contient des formules servant au calcul approché de la répartition de la charge dans les conducteurs aériens et les câbles à courants triphasés. Nous trouverons que ces formules sont de la forme 2 ou 2_a.

Nous ajouterons quelques remarques sur les formules 2_a. Les conducteurs connectés sont, par hypothèse, les âmes d'un câble triphasé. Alors

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0$$

si les courants sont de la forme sinusoïdale, et

$$V_1 + V_2 + V_3 \leq 0$$

si leurs courbes ont une forme quelconque.

Les facteurs $\gamma_{12}, \gamma_{23}, \gamma_{13}$ sont égaux, puisque le dispositif est symétrique par rapport aux trois conducteurs. Désignons ces facteurs par γ' . Nous avons de même

$$\gamma_{11} = \gamma_{22} = \gamma_{33} = \gamma$$

et il vient

$$\begin{aligned} Q_1 &= \gamma(V_1 - V_0) + \gamma'(V_2 + V_3 - 2V_0) = (\gamma - \gamma')V_1 \\ &\quad - (\gamma + 2\gamma')V_0 \\ Q_2 &= (\gamma - \gamma')V_2 - (\gamma + 2\gamma')V_0 = (\gamma - \gamma')V_3 - (\gamma + 2\gamma')V_0. \end{aligned}$$

Si l'enveloppe est à la terre $V_0 = 0$ et il s'en suit

$$Q_1 = (\gamma - \gamma')V_1 \quad Q_2 = (\gamma - \gamma')V_2 \quad Q_3 = (\gamma - \gamma')V_3.$$

Si nous faisons abstraction pour un instant du passage du courant et de la self induction, les phénomènes en jeu sont exactement les mêmes que si nous avions, au lieu des câbles, trois conducteurs idéaux de capacité $(\gamma - \gamma')$. L'état de tension est le même dans les trois câbles, mais les phénomènes sont décalés dans le temps de 120° ou 240° les uns sur les autres.

Comme on le déduit des égalités 2_a les charges des conducteurs d'un câble triphasé sont des fonctions linéaires des différences de potentiel entre les conducteurs et l'enveloppe. Les égalités 2_a donnent la représentation la plus simple des rapports des charges dans les câbles à courants triphasés. La connaissance des facteurs γ

indique exactement la nature du câble, en ce qui concerne ces rapports.

Naturellement on peut donner une autre forme aux équations 2_a. On peut les écrire par exemple sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} Q_1 &= C_{10}(V_1 - V_0) + C_{12}(V_1 - V_0) + C_{13}(V_1 - V_3) \\ Q_2 &= C_{20}(V_2 - V_0) + C_{21}(V_2 - V_1) + C_{23}(V_2 - V_3) \\ Q_3 &= C_{30}(V_3 - V_0) + C_{31}(V_3 - V_1) + C_{32}(V_3 - V_2) \\ C_{12} &= C_{21} \quad C_{13} = C_{31} \quad C_{23} = C_{32} \end{aligned}$$

où la charge d'un conducteur est définie comme fonction linéaire de la différence de potentiel entre conducteur considéré et tous les autres conducteurs. Les facteurs c sont désignés comme « capacités des conducteurs particuliers par rapport aux autres. »

En comparant les équations 2_b avec les équations 2_a, nous voyons que

$$\begin{aligned} C_{10} &= \gamma_{11} + \gamma_{12} + \gamma_{13} & C_{13} &= -\gamma_{13} = C_{31} \\ C_{20} &= \gamma_{21} + \gamma_{22} + \gamma_{23} & C_{12} &= -\gamma_{12} = C_{21} \\ C_{30} &= \gamma_{31} + \gamma_{32} + \gamma_{33} & C_{23} &= -\gamma_{32} = C_{32} \end{aligned}$$

dans le dernier cas considéré, on a

$$\begin{aligned} \gamma &= C_{10} + 2C_{12} & \gamma' &= -C_{12} \\ Q_1 &= (C_{10} + 3C_{12})V_1 - C_{10}V_0 \\ Q_2 &= (C_{10} + 3C_{12})V_2 - C_{10}V_0 \\ Q_3 &= (C_{10} + 3C_{12})V_3 - C_{10}V_0 \end{aligned} \quad (2c)$$

La représentation par les formules 2_b et 2_c est la même que celle donnée par le D^r Breisig et le D^r Kalle. Celle des équations 2_a offre l'avantage d'une plus grande simplicité. En outre l'emploi de la notion de « capacité de deux conducteurs l'un par rapport à l'autre » peut conduire facilement à des fautes quand on oublie que ces grandeurs ne dépendent pas seulement de la forme et de la position des conducteurs considérés, mais aussi de la position de tous les autres conducteurs. On emploie par erreur des chiffres qui ne seraient valables qu'au cas où il n'y aurait pas d'autres conducteurs.

II. Evaluons maintenant les courants γ pour quelques-uns de nos systèmes les plus importants de l'électrotechnique.

Considérons en premier lieu un système de conducteurs aériens parallèles horizontaux. Les conducteurs sont supposés tous isolés et assimilables à des cylindres infiniment longs. Soient $V_1, V_2, \dots$ leurs potentiels. Si les charges des con-

ducteurs par unité de longueur sont Q_1, Q_2, Q_3 , la terre prend une charge $-(Q_1 + Q_2 + Q_3)$: cette charge forme une couche répartie d'une façon non uniforme de telle façon qu'à une faible distance du système la couche de charge est extrê-

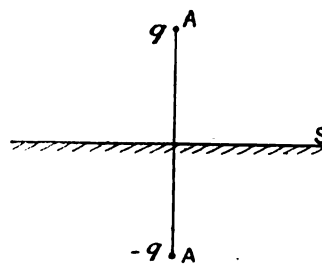


Fig. 1.

mement petite. Nous arrivons à la solution du problème en appliquant le principe des *images électriques* de Lord Kelvin. Si l'on donne une surface infinie conductrice S dont le potentiel est nul (terre) et si une masse q se trouve au point A (fig. 1), le champ électrique dans la moitié de

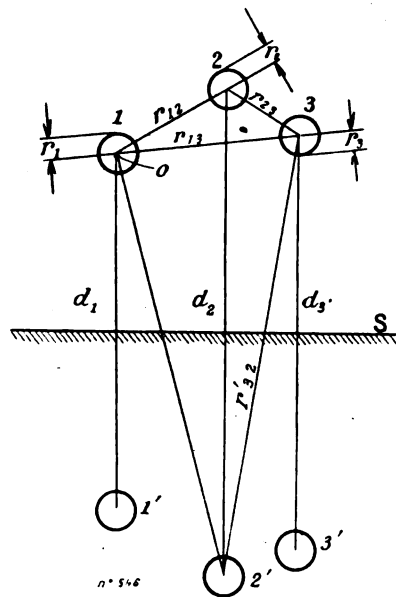


Fig. 2.

l'espace située au-dessus de la surface a exactement la même valeur que si, au lieu de la charge de la surface s , une quantité d'électricité $-q$ se trouvait en un point A' dont la distance à S serait la même que celle du point A . La masse q placée au point A' produit pour la formation du champ électrique, exactement le même effet que

la surface S, La masse électrique en A' représente l'image électrique de la masse q.

Construisons les images 1'2'3' des conducteurs 1, 2, 3 (fig. 2), le nombre total des conducteurs — fictifs ou réels — est $2n$. Avant de chercher la solution du problème, établissons quelques points qui nous seront utiles dans la suite.

1° Soit un conducteur linéaire dont la charge par unité de longueur est Q ; la valeur du champ à une distance r du conducteur est $\frac{2Q}{r}$. Ce champ est numériquement égal au champ électromagnétique du courant J dans un conducteur droit quand $J=Q$.

2° Considérons deux conducteurs linéaires parallèles dont les charges par unité de longueur

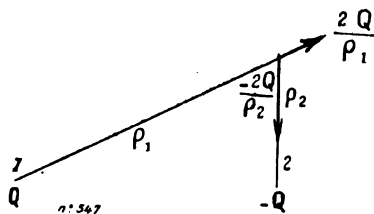


Fig. 3.

sont Q et $-Q$ (fig. 3). En un point dont les distances aux conducteurs sont ρ_1 et ρ_2 le potentiel est $V = 2Q \log \text{nat.} \frac{\rho_2}{\rho_1}$. Pour établir ceci il suffit de montrer que le potentiel à une distance infinie des conducteurs est nul et que la composante de l'intensité de champ dans n'importe quelle direction est égale à la dérivée changée de signe du potentiel dans cette direction. Si P va à l'infini $\rho_1 = \rho_2$ $V = 0$. La composante de l'intensité de champ dans la direction de 1 P et 2 P est d'après ce qui précède

$$\frac{2Q}{\rho_1} \text{ ou } -\frac{2Q}{\rho_2}.$$

on a

$$-\frac{\partial V}{\partial \rho_1} = -2Q \frac{\frac{\partial}{\partial \rho_1} \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} \right)}{\frac{\rho_2}{\rho_1}} = -2Q \frac{-\frac{\rho_2}{\rho_1^2}}{\frac{\rho_2}{\rho_1}} = 2Q \frac{1}{\rho_1}$$

$$-\frac{\partial V}{\partial \rho_2} = -2Q \frac{\frac{\partial}{\partial \rho_2} \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} \right)}{\frac{\rho_2}{\rho_1}} = -2Q \frac{\frac{1}{\rho_1}}{\frac{\rho_2}{\rho_1}} = -2Q \frac{1}{\rho_2}$$

Au point O (fig. 2) sur l'axe du conducteur 1,

les conducteurs 2 et 2' produisent le potentiel

$$2Q_2 \log \text{nat.} \frac{r_{12}^1}{r_{12}}$$

et les conducteurs 3 et 3' le potentiel

$$2Q_3 \log \text{nat.} \frac{r_{13}^1}{r_{13}}, \text{ etc.}$$

Comme les distances de toutes les masses électriques du conducteur 1 lui-même à son axe sont égales, nous pouvons supposer ces masses concentrées sur une droite dont la distance à l'axe est égale à r_1 . D'après ce qui précède, les conducteurs 1 et 1' produisent en O le potentiel

$$2Q_1 \log \text{nat.} \frac{2d_1}{r_1}$$

de sorte que nous avons finalement

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= 2Q_1 \log \text{nat.} \frac{2d_1}{r_1} + 2Q_2 \log \text{nat.} \frac{r_{12}^1}{r_{12}} + 2Q_3 \log \text{nat.} \frac{r_{13}^1}{r_{13}} \\ V_2 &= 2Q_1 \log \text{nat.} \frac{r_{21}^1}{r_{21}} + 2Q_2 \log \text{nat.} \frac{2d_2}{r_2} + 2Q_3 \log \text{nat.} \frac{r_{23}^1}{r_{23}} \\ V_3 &= 2Q_1 \log \text{nat.} \frac{r_{31}^1}{r_{31}} + 2Q_2 \log \text{nat.} \frac{r_{32}^1}{r_{32}} + 2Q_3 \log \text{nat.} \frac{2d_3}{r_3} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Comparons ces formules avec les équations 1, nous trouvons qu'il faut prendre

$$\alpha_{11} = 2 \log \text{nat.} \frac{2d_1}{r_1} \quad \alpha_{12} = 2 \log \text{nat.} \frac{r_{12}^1}{r_{12}} = \alpha_{21}, \dots, \text{ etc.}$$

Si l'un des conducteurs, par exemple le conducteur 3, est à la terre, $V_3 = 0$ c'est-à-dire

$$2Q_1 \log \text{nat.} \frac{r_{31}^1}{r_{31}} + 2Q_2 \log \text{nat.} \frac{r_{32}^1}{r_{32}} + 2Q_3 \log \text{nat.} \frac{2d_3}{r_3} = 0.$$

Les charges Q_1, Q_2, Q_3 ne sont plus indépendantes les unes des autres.

S'il ne s'agit que d'un seul conducteur on a

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= 2Q_1 \log \text{nat.} \frac{2d_1}{r_1} \\ C_1 &= \frac{Q_1}{V_1} = \frac{1}{2 \log \text{nat.} \frac{2d_1}{r_1}} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

c'est la formule connue de la capacité d'un conducteur aérien simple horizontal.

Si le système consiste en deux conducteurs de même diamètre et dont les distances à la terre

sont égales, on a

$$r_1 = r_2 = r \quad d_1 = d_2 = d \quad r_{12} = r_{21} = \rho \quad r_{12}^4 = r_{21}^4 = \sqrt{4d^2 + \rho^2}$$

$$V_1 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_2 \log \text{nat} \sqrt{\frac{\rho^2 + 4d^2}{\rho^2}}$$

$$V_1 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_2 \log \text{nat} \left[1 + \left(\frac{2d}{\rho} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_2 = 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_1 \log \text{nat} \left[1 + \left(\frac{2d}{\rho} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

nous trouvons finalement

$$V_1 - V_2 = Q_1 \left[2 \log \text{nat} \frac{2d}{r} - \log \text{nat} \left(1 + \left(\frac{2d}{\rho} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$V_1 = Q_1 \log \text{nat} \frac{\left(\frac{2d}{r} \right)^2}{1 + \left(\frac{2d}{\rho} \right)^2} \frac{1}{c} = \frac{2V_1}{Q_1} = 2 \log \text{nat} \frac{\left(\frac{2d}{\rho} \right)^2}{1 + \left(\frac{2d}{\rho} \right)^2} \quad (5)$$

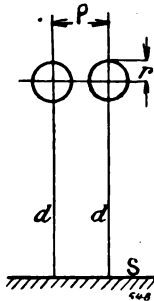


Fig. 4a.

- Si les conducteurs sont placés verticalement l'un au-dessus de l'autre (fig. 4a)

$$r_{12} = \rho \quad r_{12}^4 = d + (d + \rho) = 2d + \rho = r_{21}^4$$

$$V_1 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d + \rho}{\rho}$$

$$V_2 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d + \rho}{\rho} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d}{r}$$

nous trouvons

$$V_1 = -V_2 = Q_1 \left[2 \log \text{nat} \frac{2d}{r} - 2 \log \text{nat} \frac{2d + \rho}{\rho} \right]$$

$$= 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d\rho}{r(2d + \rho)}$$

$$\frac{1}{C} = \frac{2V_1}{Q_2} = 4 \log \text{nat} \frac{\rho}{r} \quad (6)$$

si ρ est petit vis-à-vis de $2d$

Les formules 4, 5, 6 donnent la capacité, dans le sens habituel, d'un système constitué par un conducteur d'aller et un conducteur de retour.

Elles sont donc valables pour une canalisation double à courant continu et à courant alternatif.

Considérons maintenant une canalisation à courants triphasés (fig. 4b) et supposons que les

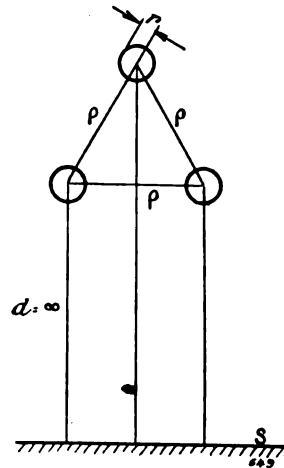


Fig. 4b.

conducteurs soient placés aux sommets d'un triangle équilatéral. Le conducteur de retour est constitué par la terre ou bien n'est pas pris en considération. La distance du système à la terre est grande par rapport à l'écartement des conducteurs entre eux. Nous avons

$$r_{12} = r_{21} = r_{23} = \rho \quad r_1 = r_2 = r_3 = r.$$

en outre nous devons poser

$$r_{12}^4 = r_{21}^4 = r_{13}^4 = r_{31}^4 = r_{23}^4 = r_{32}^4 = 2d.$$

Les équations 3 donnent

$$V_1 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho}$$

$$V_2 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d}{r} + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho}$$

$$V_3 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{2d}{r}$$

Si les tensions ont la forme sinusoïdale, il vient

$$V_1 + V_2 + V_3 = 2(Q_1 + Q_2 + Q_3) \left(2 \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} + \log \text{nat} \frac{d}{r} \right) = 0.$$

avec

$$Q_1 + Q_2 + Q_3 = 0$$

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= 2Q_1 \left(\log \text{nat} \frac{2d}{r} - \log \text{nat} \frac{2d}{\rho} \right) = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{\rho}{r} \\ V_2 &= 2Q_2 \log \text{nat} \frac{\rho}{r} \\ V_3 &= 2Q_3 \log \text{nat} \frac{\rho}{r} \\ \frac{1}{C} &= \frac{V}{Q} = 2 \log \text{nat} \frac{\rho}{r} \end{aligned} \right\} (7)$$

Les formules 7 donnent la capacité d'un système de conducteurs à courants triphasés connectés en triangle, ou bien en étoile à condition de prendre la terre conducteur de retour ou de ne pas en tenir compte. Si le conducteur neutre est un conducteur aérien, les formules générales 3 sont applicables à ce système de 4 conducteurs.

Pour avoir une idée du degré d'exactitude que présentent ces formules, considérons l'exemple suivant.

Soient deux conducteurs aériens parallèles dont la distance est $\rho = 10$ cm et le rayon $r = 0,5$ cm. D'après la formule 6 la capacité par unité de longueur du conducteur est en unités électrostatiques

$$C = \frac{1}{4 \log \text{nat} \frac{\rho}{r}} = \frac{1}{4 \log \text{nat} 20} = 0,08345.$$

Notre cas appartient à ceux pour lesquels on peut donner des formules exactes : cette formule exacte est

$$C = \frac{1}{4 \log \text{nat} \left[\frac{\rho}{2r} + \sqrt{\left(\frac{\rho}{2r} \right)^2 - 1} \right]} = 0,08375.$$

La différence entre les deux chiffres trouvés est 0,000075 soit 0,1 p. 100.

III. Considérons plus en détail le cas de câbles triphasés. Dans les câbles, les distances entre les conducteurs individuels et leurs diamètres sont en général du même ordre de grandeur : nous ne pouvons, pour cette cause, compter sur une approximation aussi grande dans les résultats que pour les conducteurs aériens. Cette approximation ne pourrait d'ailleurs pas être atteinte à cause des matières isolantes, constituant le diélectrique, qui remplissent l'intervalle entre les conducteurs. Si le diélectrique était parfaitement homogène, il suffirait pour obtenir les valeurs des charges, de multiplier par la

constante diélectrique, les expressions 2_a valables lorsque l'isolant est de l'air. La plupart du temps l'isolant du câble est constitué par des couches diversement réparties et dont les propriétés diélectriques ne sont pas semblables. Cela cause naturellement une grande incertitude pour la détermination de la constante diélectrique. Même des formules rigoureuses ne conduiraient dans ce cas qu'à des valeurs approchées si l'on voulait les appliquer à des exemples numériques. Nous reprendrons donc pour les câbles la méthode qui nous a déjà servi pour les conducteurs aériens.

La figure 5 représente la section d'un câble à courants triphasés. Désignons le rayon du conducteur par r , les distances de l'axe du conducteur à l'axe du câble par a , et le rayon intérieur de l'enveloppe par r . Soient Q_1, Q_2, Q_3 les charges des conducteurs par unité de longueur et V_1, V_2, V_3 leurs potentiels. L'influence de l'enveloppe sur la répartition de l'électricité sur les conducteurs peut être figurée par la considération des *figures électriques* des conducteurs par rapport à l'enveloppe. Nous supposons donc l'enveloppe supprimée et remplacée par de nouveaux conducteurs 1'2'3' dont les charges par unité de longueur sont respectivement Q_1, Q_2, Q_3 .

Désignons la distance de l'image 2' à l'axe du câble par d ; nous avons la relation $da = R^2$ $d = \frac{R^2}{a}$. Les points 2 et 2' sont des points conjugués par rapport à 1.

Notre système se compose alors de six conducteurs parallèles 11' 22' 33' et il suffit d'appliquer les formules 3 du premier exemple à ce cas : ces formules sont

$$\begin{aligned} V_1 &= 2Q_1 \log \text{nat} \frac{r_{11}'}{r} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{r_{12}'}{r_{12}} \\ &\quad + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{r_{13}'}{r_{13}} \\ V_2 &= 2Q_1 \log \text{nat} \frac{r_{21}'}{r_{21}} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{r_{22}'}{r} \\ &\quad + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{r_{23}'}{r_{23}} \\ V_3 &= 2Q_1 \log \text{nat} \frac{r_{31}'}{r_{31}} + 2Q_2 \log \text{nat} \frac{r_{32}'}{r_{32}} \\ &\quad + 2Q_3 \log \text{nat} \frac{r_{33}'}{r} \end{aligned}$$

Dans le cas actuel

$$r_{12} = r_{21} = r_{13} = r_{31} = r_{32} = r_{23} = AB = a\delta 3$$

$$r_{11}' = r_{22}' = r_{33}' = AA' = d - a = \frac{R^2 - a^2}{a}$$

$$r_{12}' = r_{21}' = r_{13}' = r_{31}' = r_{23}' = r_{32}' = BA'$$

Dans le triangle OAB' dont l'angle $\widehat{BOA}' = 120^\circ$, on a

$$A'B^2 = OB^2 + OA'^2 - 2OB \cdot OA' \cdot \cos \widehat{BOA}' \\ = OB^2 + OA'^2 + OB \cdot OA'$$

$$A'B^2 = a^2 + d^2 + ad = \frac{1}{a^2} (a^4 + a^2 R^2 + R^4)$$

Alors

$$r_{12}' = r_{21}' = \dots = \frac{1}{a^2} (a^4 + a^2 R^2 + R^4)$$

$$V_1 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{ar} \\ + Q_2 \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^4} \\ + Q_3 \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^4}$$

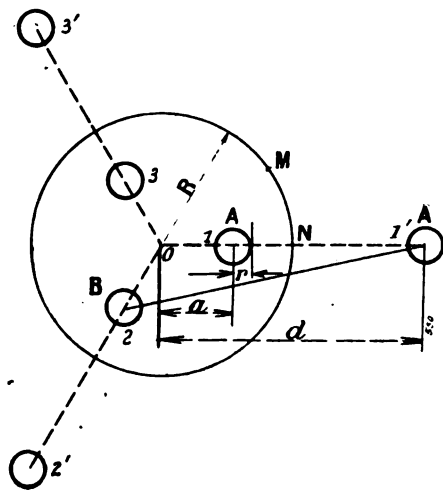


Fig. 5.

Introduisons pour un instant les notations

$$2 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{ar} = \alpha_0 \\ \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^4} \\ = \log \text{nat} \frac{1}{3} \left[1 + \left(\frac{R}{a} \right)^2 + \left(\frac{R}{a} \right)^4 \right] = \beta_0$$

nous obtenons

$$\begin{cases} V_1 = \alpha_0 Q_1 + \beta_0 (Q_2 + Q_3) \\ V_2 = \alpha_0 Q_2 + \beta_0 (Q_1 + Q_3) \\ V_3 = \alpha_0 Q_3 + \beta_0 (Q_1 + Q_2) \end{cases} \quad (8)$$

Les conducteurs 1 et 1', dont les charges par

unité de longueur sont égales à Q_1 et à $-Q_1$, donnent pour un point quelconque M de l'enveloppe, le potentiel $V'_0 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{MA'}{MA}$. Les points A et A' étant conjugués par rapport au cercle (R), le rapport $\frac{MA'}{MA}$ est constant pour tous les points et sa valeur est

$$\frac{NA'}{NA} = \frac{d - R}{R - a} = \frac{\frac{R^2}{a} - R}{R - a} = \frac{R}{a} \\ V'_0 = 2Q \log \text{nat} \frac{R}{a} = \text{const}^{16}.$$

De même les potentiels en tous les points du cercle R concernant les paires de conducteurs 2 et 2', 3 et 3' ont respectivement pour valeur :

$$2Q_2 \log \text{nat} \frac{R}{a}$$

et

$$2Q_3 \log \text{nat} \frac{R}{a}.$$

Si nous envisageons à la fois l'effet des 6 conducteurs, le potentiel de l'enveloppe est

$$V_0 = 2(Q_1 + Q_2 + Q_3) \log \text{nat} \frac{R}{a}.$$

Si le potentiel de l'enveloppe est égal à V_0 , les formules 8 donnent sans plus les potentiels de tous les conducteurs. Si le potentiel de l'enveloppe a une valeur différente de V_0 , l'emploi des formules 8 conduit à des résultats faux.

Supposons que nous ayons donné à l'enveloppe une charge quelconque. Celle-ci se répartit sur la surface extérieure de l'enveloppe comme s'il n'y avait à l'intérieur aucun conducteur. Soit V la valeur du potentiel dû à cette nouvelle charge sur l'enveloppe ; ce potentiel V s'ajoute aux valeurs précédentes du potentiel de l'enveloppe et de tous les conducteurs qu'elle renferme. Si nous choisissons cette charge de façon que $V = V_0$, le potentiel de l'enveloppe est égal à zéro et les potentiels des conducteurs renfermés dans l'enveloppe sont

$$V_1 = \alpha_0 Q_1 + \beta_0 Q_2 + \beta_0 Q_3 - V_0 = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{Rr} \\ + (Q_2 + Q_3) \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^2 R^2} \\ V_2 = 2Q_2 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{Rr} \\ + (Q_1 + Q_3) \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^2 R^2}$$

$$V_3 = 2Q_2 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{Rr} \\ + (Q_1 + Q_2) \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^2 R^2}$$

Si l'enveloppe n'est pas à la terre et que son potentiel soit V_1 , il résulte de ce qui précède que

$$V_1 - V = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{Rr} \\ + (Q_2 + Q_3) \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{8a^2 R^2} \text{ etc.} \quad (9)$$

Si le câble ne contient qu'un seul conducteur concentrique à l'enveloppe,

$$Q_2 - Q_3 = 0 \quad a = 0 \\ V_1 - V = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{R^2}{Rr} = 2Q_1 \log \text{nat} \frac{R}{r} \\ \frac{1}{c} = \frac{V_1 - V}{Q_1} = 2 \log \text{nat} \frac{R}{r} \quad (10)$$

et l'on retombe sur la formule connue de la capacité de deux cylindres concentriques.

Résolvons maintenant les équations (9) en fonction des inconnues Q_1 Q_2 Q_3 et posons pour simplifier les écritures

$$\alpha = 2 \log \text{nat} \frac{R^2 - a^2}{Rr} \\ \beta = \log \text{nat} \frac{a^4 + a^2 R^2 + R^4}{3a^2 R^2} \\ V_1 - V = V' \\ V_2 - V = V'' \\ V_3 - V = V'''$$

Nous obtenons les 3 équations linéaires

$$\left. \begin{aligned} V' &= \alpha Q_1 + \beta Q_2 + \beta Q_3 \\ V'' &= \beta Q_1 + \alpha Q_2 + \beta Q_3 \\ V''' &= \beta Q_1 + \beta Q_2 + \alpha Q_3 \end{aligned} \right\} \quad (9a)$$

On en déduit au moyen des déterminants les expressions de Q_1 Q_2 Q_3 :

$$\left. \begin{aligned} (\alpha + 2\beta)(\beta - \alpha) Q_1 &= -(\beta + \alpha) V' + \beta V'' + \beta V''' \\ (\alpha + 2\beta)(\beta - \alpha) Q_2 &= \beta V' - (\alpha + \beta) V'' + \beta V''' \\ (\alpha + 2\beta)(\beta - \alpha) Q_3 &= \beta V' + \beta V'' - (\beta + \alpha) V''' \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

C'est sous cette forme que les équations sont le plus commode par leur emploi. Si l'on introduisait les valeurs complètes de α et de β , on obtiendrait des expressions compliquées.

Additionnons ces équations. Nous obtenons

$$Q_1 + Q_2 + Q_3 = \frac{V' + V'' + V'''}{\alpha + 2\beta}$$

Si les conducteurs sont parcourus par des courants sinusoïdaux et si l'enveloppe est à la terre, on a

$$V' + V'' + V''' = 0$$

et aussi

$$Q_1 + Q_2 + Q_3 = 0$$

en remplaçant dans les équations $V'' + V'''$ par sa valeur $-V'$, nous obtenons

$$(\alpha + 2\beta)(\beta - \alpha) Q_1 = -(\beta + \alpha) V' \\ \left. \begin{aligned} Q_1 &= \frac{V'}{\alpha - \beta} \\ Q_2 &= \frac{V''}{\alpha - \beta} \\ Q_3 &= \frac{V'''}{\alpha - \beta} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Par conséquent, si nous faisons abstraction de l'influence de la self-induction et du passage du courant, nous pouvons envisager les phénomènes en jeu dans les câbles triphasés comme si chacun des trois conducteurs était un conducteur idéal de capacité

$$c = \frac{Q}{V} = \frac{1}{\alpha - \beta} = \frac{1}{\log \text{nat} \left[\frac{3a^2}{r^2} \frac{(R^2 - a^2)^3}{R^6 - a^6} \right]} \quad (12a)$$

V désignant le potentiel absolu de l'enveloppe. Les phénomènes sont identiques dans les trois conducteurs ; les tensions et les courants sont décalés de 120° ou de 240° .

Nous avons déduit ce dernier résultat des équations 12a, que nous savons être seulement approchées. Nous avons été conduits précédemment à la même conclusion en considérant les équations 2a : on peut donc la considérer comme rigoureusement exacte, et elle est valable tant que $V_1 + V_2 + V_3 = 0$. Si cette somme diffère de 0, ce qui arrive toujours lorsque les courants ne sont pas d'une forme purement sinusoïdale, les phénomènes de la conduction du courant sont compliqués ; nous verrons dans la suite si l'on peut encore considérer un câble à courants triphasés comme constitué par trois conducteurs idéaux.

IV. Approfondissons le cas de deux conducteurs. Supposons que la section du câble soit celle que représente la figure 6. Désignons par r le rayon des conducteurs, par a la distance

entre leurs axes et par R le rayon intérieur de l'enveloppe. Soient Q_1 , Q_2 les charges des conducteurs par unité de longueur, V_1 , V_2 leurs potentiels, et V_0 le potentiel de l'enveloppe. Soient B_1 et B_2 les images électriques des conducteurs par rapport à l'enveloppe. Comme précédemment $d = \frac{R^2}{a}$. Les formules générales donnent dans le cas présent :

$$V_1 = 2Q_1 \log \frac{d-a}{r} + 2Q_2 \log \frac{a+d}{2a} \\ = 2Q_1 \log \frac{R^2-a^2}{ar} + 2Q_2 \log \frac{R^2+a^2}{2a^2}$$

$$V_2 = 2Q_2 \log \frac{d-a}{r} + 2Q_1 \log \frac{a+d}{2a} \\ = 2Q_2 \log \frac{R^2-a^2}{ar} + 2Q_1 \log \frac{R^2+a^2}{a^2}$$

$$V_0 = 2Q_2 \log \frac{MB_2}{MA_2} + 2Q_1 \log \frac{MB_1}{MA_1} \\ = 2(Q_1 + Q_2) \log \frac{R}{a}$$

$$V_1 = -V_2, Q_1 = -Q_2 \text{ et } V_0 = 0.$$

Si l'enveloppe est à la terre, nous obtenons

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= 2Q_1 \log \left[\frac{R^2-a^2}{ar} \cdot \frac{2a^2}{(R^2+a^2)} \right] \\ &= 2Q_1 \log \left[\frac{2a}{r} \frac{R^2-a^2}{R^2+a^2} \right] \\ V_2 &= 2Q_2 \log \left[\frac{2a}{r} \frac{R^2-a^2}{R^2+a^2} \right] \\ \frac{1}{c} = \frac{V}{Q} &= 2 \log \frac{2a}{r} \frac{(R^2-a^2)}{(R^2+a^2)} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Le câble peut donc, pour le calcul, être considéré comme constitué de deux conducteurs idéaux dont la capacité par unité de longueur est c , ou bien par un conducteur unique dont la capacité est $\frac{c}{2}$: cela dépend si l'on veut prendre comme base du calcul les potentiels absolus des conducteurs ou leur différence de potentiel (tension des conducteurs).

Voyons rapidement les conditions de charge d'un câble concentrique monophasé. Supposons que le câble ait la section représentée figure 7. Soit r_1 le rayon du conducteur intérieur, r_2 et r_3 les rayons intérieur et extérieur du conducteur concentrique, et r_4 le rayon intérieur de l'enveloppe. Supposons que cette dernière est à la terre, et soient V et $-V$ les potentiels des deux conducteurs. Désignons par Q_i la charge du conducteur intérieur et par Q_a celle du

conducteur extérieur. Q_a se compose de Q_{a1} et Q_{a2} , charges du côté intérieur et du côté extérieur. D'après la formule 10 on a

$$Q_i = \frac{2V\delta_1}{2 \log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}}$$

$$Q_{a1} = - \frac{2V\delta_1}{2 \log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}}$$

$$Q_{a2} = - \frac{V\delta_2}{2 \log \text{nat} \frac{r_4}{r_3}}$$

Donc

$$Q_a = -V \left(\frac{\delta_1}{\log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}} + \frac{\delta_2}{2 \log \text{nat} \frac{r_4}{r_3}} \right) = -Vc_2$$

$$C_1 = \frac{\delta_1}{\log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}} \quad (13a)$$

$$C_2 = \frac{\delta_1}{\log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}} + \frac{\delta_2}{2 \log \text{nat} \frac{r_4}{r_3}} \quad (13b)$$

δ_1 et δ_2 désignent les constantes diélectriques des matières isolantes. Les charges des deux conducteurs et les courants de charge ne sont pas égaux ; par capacités des deux conducteurs il faut entendre les expressions 13a et 13b. Un câble concentrique ne peut pas être considéré dans les calculs comme constitué par un conducteur idéal. Les charges d'un câble triphasé concentrique peuvent être déterminées d'une façon analogue à celle par laquelle nous avons déduit les formules 13a et 13b.

Donnons un exemple d'application numérique : considérons deux cylindres parallèles (fig. 5) et prenons $a = 1,5$ cm, $\delta = 0,5$ cm, $R = 3$ cm. Faisons $Q_2 = Q_3 = 0$ dans les formules 9 ; nous obtenons pour la capacité de notre système la valeur

$$C = \frac{1}{2 \log \frac{R^2-a^2}{Rr}} = \frac{1}{2 \log \text{nat} \frac{6,75}{1,5}} = 0,3324 \text{ uni-}$$

tés électrostatiques.

Ce cas fait partie de ceux où il existe une formule exacte qui est :

$$C = \frac{1}{2 \log \frac{R}{r} \cdot \frac{R^2-a^2-r^2+2a\delta}{R^2+a^2-r^2+2a\delta}} \\ (2a\delta)^2 = (R^2+r^2-a^2)^2 - 4R^2r^2$$

Elle donne pour c la valeur

$$C = \frac{1}{2 \log 4,441} = 0,3354 \text{ unités électrostatiques.}$$

La différence est 0,0030 soit environ 1 p. 100 : l'emploi de nos formules permet donc de faire les calculs avec une approximation très suffisante.

V. Pour terminer ces calculs, nous ferons quelques remarques. Dans l'établissement des formules 12 et 12_a nous avons supposé implicitement que le diélectrique était formé par l'air. Si l'isolement est assuré par des corps solides et si δ est la constante diélectrique, il faut multiplier par cette grandeur les valeurs trouvées pour Q dans les formules 12 et diviser par le même facteur les valeurs trouvées pour V dans les équations 9.

Au cours des considérations précédentes toutes les grandeurs ont été exprimées dans le système électrostatique : en pratique les tensions sont toujours exprimées en volts. Il est désirable que les formules donnent les charges en coulombs pour que les courants de charge soient exprimés en ampères. Il faut alors employer la formule de passage des deux systèmes de mesures.

Par exemple calculons la formule 12_a dans le système électromagnétique. Nous avons trouvé que la grandeur $c = \frac{Q}{V} = \frac{1}{\alpha - \beta}$ (12_a) peut être considérée comme la *capacité* d'un câble à courants triphasés par unité de longueur. La *capacité* en unités électromagnétiques est égale à la capacité en unités électrostatiques multipliée par le facteur

$$\frac{1}{(3 \cdot 10^{10})^2}$$

Nous obtenons alors

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{1}{\alpha - \beta} \cdot \frac{1}{9 \cdot 10^{20}} \text{ CGS}$$

ou

$$C = \frac{1}{\alpha - \beta} \cdot \frac{10^9}{9} \cdot \frac{10^6}{10^{20}} = \frac{1}{9(\alpha - \beta)} \cdot 10^{-5} \frac{\text{microfarads}}{\text{centimètre}}$$

En général le choix de la constante diélectrique comporte une grande incertitude. Si le dernier consiste en couches concentriques comme par exemple dans des câbles concentriques, on peut donner facilement une formule pour la *constante diélectrique résultante*.

Considérons un câble concentrique (fig. 8) et soient I et II les deux conducteurs, a b c les couches individuelles d'isolant. Désignons par R_0 R_1 R_2 R les rayons des cercles et par δ_a δ_b δ_c les constantes diélectriques. Soit Q la charge des conducteurs par unité de longueur et V leur différence de potentiel. Supposons sur les surfaces de séparation entre a et b , b et c deux choses égales et opposées $+Q$ et $-Q$: le champ électrique n'est pas modifié par cette adjonction et nous pouvons considérer le câble comme constitué par 3 condensateurs cylindriques simples. Leurs capacités sont

$$C_a = \frac{\delta_a}{2 \log \frac{R_1}{R_0}}$$

$$C_b = \frac{\delta_b}{2 \log \frac{R_2}{R_1}}$$

$$C_c = \frac{\delta_c}{2 \log \frac{R}{R_2}}$$

Les différences de potentiel entre les surfaces cylindriques adjacentes sont

$$V_1 = \frac{Q}{C_a} = \frac{2Q}{\delta_a} \log \frac{R_1}{R_0}$$

$$V_2 = \frac{2Q}{\delta_b} \log \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_3 = \frac{2Q}{\delta_c} \log \frac{R}{R_2}$$

Nous obtenons alors

$$V = V_1 + V_2 + V_3 = 2Q \left[\frac{1}{\delta_a} \log \frac{R_1}{R_0} + \frac{1}{\delta_b} \log \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{\delta_c} \log \frac{R}{R_2} \right]$$

Désignons par δ la *constante diélectrique résultante* fictive, il vient

$$V = \frac{2Q}{\delta} \log \frac{R}{R_0} = \frac{1}{\delta} \log \frac{R_1}{R_0} + \frac{1}{\delta_b} \log \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{\delta_c} \log \frac{R}{R_2} \quad (14)$$

Cette formule n'est pas rigoureuse ; si l'on voulait être rigoureux il faudrait tenir compte de la polarisation diélectrique, ce qui conduirait trop loin. Si les épaisseurs des couches isolantes individuelles sont faibles, on peut écrire

$$\log \frac{R_1}{R_0} = \log \left(1 + \frac{e_a}{R} \right) = \frac{e_a}{R_0}$$

$$\log \frac{R_2}{R_1} = \frac{e_b}{R_1} \cdot \log \frac{R}{R_2} = \frac{e_c}{R_2}$$

$$\log \frac{R}{R_0} = \frac{e_a + e_b + e_c}{R_0} = \frac{e}{R_0}$$

On obtient ensuite

$$\frac{e}{R_0} \cdot \frac{1}{\delta} = \frac{e_a}{R_0} \frac{1}{\delta_a} + \frac{e_b}{R_1} \frac{1}{\delta_b} + \frac{e_c}{R_2} \frac{1}{\delta_c} \quad (14)$$

Pour un condensateur plat

$$R_0 = R_1 = R_2 = R = \infty \quad \frac{e}{\delta} = \frac{e_a}{r_a} + \frac{e_b}{\delta_b} + \frac{e_c}{\delta_c} \quad (15)$$

L'expression

$$\delta = \delta_a \frac{e_a}{e} + \delta_b \frac{e_b}{e} + \delta_c \frac{e_c}{e}$$

serait fautive.

Les résultats acquis sont résumés dans le tableau suivant.

Capacité de deux conducteurs aériens parallèles par kilomètre (courant continu ou alternatif).

$$C = \frac{Q}{E} = \frac{1}{4 \log \text{nat} \frac{\rho}{r}} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

ρ désigne l'écartement entre les axes des conducteurs en centimètre.

r le rayon des conducteurs en centimètre.

Q la charge par kilomètre en coulombs.

$E = 2V$ la différence de potentiel entre les conducteurs en volts.

Capacité d'une canalisation aérienne à courants triphasés (les trois conducteurs occupent les sommets d'un triangle équilatéral. Le conducteur neutre est constitué par la terre ou n'est pas pris en considération).

$$C = \frac{Q}{E} = \frac{1}{2 \log \text{nat} \frac{\rho}{r}} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

ρ désigne l'écartement entre axes des conducteurs en centimètre.

r le rayon du conducteur en centimètre.

Q la charge par kilomètre en coulombs.

$E = V$ le potentiel absolu de chaque conducteur, c'est-à-dire la tension étoilée en volts.

Capacité d'un câble à deux conducteurs par kilomètre.

$$C_2 \frac{Q}{E} = \frac{1}{4 \log \text{nat} \left[\frac{2a}{R} \cdot \frac{R^2 - a^2}{R^2 + a^2} \right]} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

r désigne le rayon des conducteurs en centimètre.

R le rayon intérieur de l'enveloppe en centimètre.

a la distance entre les axes des conducteurs et l'axe du câble en centimètre.

Q la charge par kilomètre en coulombs.

$E = 2V$ la différence de potentiel entre conducteurs.

δ la constante diélectrique de l'isolant.

Capacité d'un câble à courants triphasés par kilomètre (l'enveloppe est à la terre).

$$C = \frac{Q}{E} = \frac{1}{\log \text{nat} \left[\frac{3a^2}{r^2} \cdot \frac{(R^2 - a^2)^3}{R^6 - a^6} \right]} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

r désigne le rayon du conducteur en centimètre.

R le rayon intérieur de l'enveloppe.

a la distance des axes des conducteurs à l'axe du câble en centimètre.

Q la charge par kilomètre en coulombs.

$E = V$ le potentiel absolu de chaque conducteur, c'est-à-dire la tension étoilée.

δ la constante diélectrique de l'isolant.

Capacité d'un câble concentrique monophasé par kilomètre (l'enveloppe à la terre).

$$C_1 = \frac{Q_i}{E} = \frac{\delta_1}{\log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

$$C_2 = - \frac{Q_a}{E}$$

$$= \left(\frac{\delta_1}{\log \text{nat} \frac{r_2}{r_1}} + \frac{\delta_2}{2 \log \text{nat} \frac{r_1}{r_3}} \right) \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

Q_i désigne la charge du conducteur intérieur par kilomètre en coulombs.

Q_a la charge du conducteur extérieur par kilomètre en coulombs.

$\frac{E}{2} = V$ le potentiel absolu du conducteur intérieur en volts.

$-\frac{E}{2} = -V$ le potentiel absolu du conducteur extérieur en volts.

E la tension en volts.

r_1 le rayon du conducteur intérieur en centimètre.

r_2 le rayon intérieur du conducteur extérieur en centimètre.

r_3 — extérieur — — —

r_4 le rayon intérieur de l'enveloppe en centimètre.

δ_1 la constante diélectrique de l'isolant entre les deux conducteurs.

δ_2 la constante diélectrique de l'isolant entre le conducteur extérieur et l'enveloppe.

Dans l'exploitation par courant alternatif ou courants triphasés le courant de charge dans les cas 1 à 4 est donné par la formule

$$J \text{ amp} = 2\pi f c \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}} \cdot E \text{ (volt)} \cdot l \text{ (km)} \cdot 10^{-8} \quad (16)$$

f étant la fréquence.

Dans un câble concentrique le courant de charge du conducteur intérieur est

$$J_i \text{ amp} = 2\pi f c_1 \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}} \cdot \frac{E}{2} \text{ (volt)} \cdot l \text{ (km)} \cdot 10^{-6} \quad (16a)$$

le courant de charge du conducteur extérieur est

$$J_a \text{ amp} = 2\pi f c_2 \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}} \cdot \frac{E}{2} \text{ (volt)} \cdot l \text{ (km)} \cdot 10^{-6} \quad (16a)$$

Dans chaque cas on a supposé un conducteur à la terre. Dans l'exploitation le potentiel du conducteur extérieur est toujours égal à

$$Q_{a2} \left(\frac{2 \log \text{nat} \frac{r_4}{r_3}}{\delta_4} \right)$$

où Q_{a2} désigne la charge statique par kilomètre sur le conducteur extérieur. Le potentiel du conducteur intérieur varie entre

$$V_a + \frac{E\sqrt{2}}{2} \text{ et } V_a - \frac{E\sqrt{2}}{2}$$

où E désigne la valeur efficace de la tension. Le courant de charge est

$$J \text{ amp} = 2\pi f c_1 \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}} \cdot \frac{E}{2} \text{ (volt)} \cdot l \text{ (km)} \cdot 10^{-6} \quad (17)$$

J et E dans les formules 16 et 17 désignent les valeurs efficaces du courant et de la tension pour le courant alternatif, la tension étoilée pour les courants triphasés, l la longueur de la canalisation aérienne ou du câble.

Comme application de ces formules nous allons calculer la *capacité* et le courant de charge de quelques câbles.

Considérons par exemple un câble à courants triphasés ayant la construction suivante :

$$r = 0,5 \text{ cm} \quad R = 2,5 \text{ cm} \quad a = 1,3 \text{ cm}$$

D'après la formule (4) nous avons

$$C = \frac{\delta}{\log \text{nat} \left[\frac{3,1,7}{0,25} \cdot \frac{(6,25 - 1,7)^3}{2,45 - 4,85} \right]} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

et, avec, $\delta = 2$ (paraffine).

$$C = 0,106 \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

$$E = \frac{10\,000}{\delta_3} \text{ volts}$$

Pour $f = 50$ par seconde, $l = 1 \text{ km}$,

$$J \text{ amp} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,106 \cdot \frac{10\,000}{\sqrt{3}} \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 0,192 \text{ amp.}$$

courant de charge par kilomètre.

Considérons un câble à deux conducteurs

$$r = 0,5 \quad a = 1,0 \quad R = 2,0$$

D'après la formule 3

$$C = \frac{\delta}{4 \log \text{nat} \frac{2}{0,5} \cdot \frac{(4-1)}{(4+1)}} \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

Pour

$$C = 0,032 \delta \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

$$\text{et pour } \delta = 2 \quad e = 0,064 \frac{\text{microfarad}}{\text{kilomètre}}$$

$$f = 50 \quad l = 1 \text{ km} \quad E = 10\,000 \text{ volts}$$

$$J \text{ amp} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,064 \cdot 10\,000 \cdot 10^{-6} = 0,2 \text{ ampère}$$

V. V.

TRACTION

La puissance des moteurs dans les exploitations de traction. Müller. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 10 mars.

J.-C. Zehme, dans son livre sur les modes d'exploitation des chemins de fer électriques, écrit ce qui suit :

« La détermination de la dimension des moteurs reposant sur la considération de l'échauffement et du refroidissement n'est possible qu'avec l'aide de formules nombreuses et de données incalculables ; elle est donc impossible en pratique. »

L'échauffement étant, comme on le sait, la seule et unique grandeur qui détermine les dimensions du moteur, il serait vraiment fâcheux pour les installations de traction électrique que cette affirmation soit exacte. Heureusement il n'en est rien et l'auteur montre dans ce qui suit que la détermination des dimensions d'un moteur reposant sur l'échauffement admissible est une chose extrêmement facile et ne dépend ni de formules nombreuses ni de données incalculables. La méthode est si simple qu'elle n'exige aucune formule mathématique : la question de la puissance des moteurs dans les exploitations de traction est donc résolue d'une façon absolument pratique.

Les parties d'un moteur dont l'échauffement limite sa puissance, sont les bobines inductrices et les enroulements de l'armature. L'échauffement de ces deux organes est dû aux pertes ohmiques et aussi aux pertes dans le fer car celles-ci, comme nous le montrerons plus loin, influent sur le refroidissement des conducteurs en cuivre. Si donc nous avons à envisager un service de traction (c'est-à-dire des charges intermittentes que le moteur doit supporter pendant peu de temps, alternant avec des poses plus longues pendant lesquelles il tourne à vide), cette exploitation est caractérisée par le fait que, pendant un voyage complet aller et retour, les mêmes charges se reproduisent. Sous l'influence de ces charges, le moteur prend au bout d'un temps déterminé une température finale telle que la quantité de chaleur dissipée par ses diverses parties soit exactement égale à la quantité de chaleur que produisent les charges du moteur pendant cette période.

Nous savons que le moteur ne doit pas dépasser une température finale de 75° . Lorsqu'il a atteint cette température, il doit perdre par seconde une quantité de chaleur bien déterminée, et par conséquent, dans un intervalle de temps donné, une quantité de chaleur facile à calculer. Le moteur doit donc être choisi de telle façon que la quantité de chaleur produite par la charge pendant un voyage complet soit inférieure ou au plus égale à celle qu'il peut dissiper pendant le même temps par suite de son excès de température par rapport à 75° .

Considérons maintenant l'armature, qui supporte pendant différents temps t les diverses intensités de courant i . La quantité de chaleur produite pendant un voyage dans les conducteurs est proportionnelle à $\Sigma i^2 t$. Il n'existe pas d'autre source de chaleur pour les conducteurs de cuivre. Ceci est un point essentiel dans les considérations présentes, car jusqu'alors on a toujours tenu compte des pertes dans le fer pour le calcul de l'échauffement du cuivre. Aux différentes intensités i et aux différentes vitesses de rotation de l'armature correspondront certaines pertes dans le fer, mais ces dernières se communiquent à toutes les parties conductrices en fer reliées ensemble qui représentent environ le quintuple du poids du cuivre ; il en résulte que la température moyenne du noyau de fer est bien inférieure à celle du cuivre qui

est entouré d'un isolant mauvais conducteur, alors que le fer nu est bien refroidi grâce aux canaux de ventilation. Il est vrai que les pertes dans le fer exercent une action secondaire sur la température des bobines de cuivre et par suite de la température du noyau de fer et de l'échauffement de l'air à son contact, le refroidissement des conducteurs est plus mauvais que s'il n'y avait pas de pertes dans le fer. Supposons qu'il n'y ait pas de cuivre ; au bout d'un certain temps le noyau de fer et l'air à l'intérieur du moteur atteindraient une température finale déterminée correspondant aux pertes dans le fer : cette température serait telle que le noyau de fer communiquerait à l'air, et celui-ci à la carcasse autant de chaleur qu'en produiraient les pertes pendant une période. Ce serait un état d'équilibre ne dépendant que des pertes dans le fer correspondantes à chaque exploitation et faciles à calculer.

Soient w les diverses pertes dans le fer pendant les différents temps t et soit T le temps d'un voyage complet aller et retour y compris les arrêts : la perte moyenne dans le fer est $\Sigma \frac{wt}{T}$. A ces pertes moyennes et à la température stationnaire du noyau de fer et de l'air intérieur du moteur qui en résulte correspond une dissipation de chaleur du cuivre bien déterminée et facile à mesurer expérimentalement.

Il en est de même pour les bobines inductrices, avec cette restriction que l'influence des pertes dans le fer est plus faible sur elles puisqu'elles ne subissent que l'élévation de température de l'air.

Si l'on essaie sous différentes tensions, par exemple 200, 300, 400, 500 volts, un moteur de traction en fonctionnement continu de façon qu'il atteigne une élévation de température de 75° , on peut déduire de la perte en watts la quantité de chaleur produite dans le moteur par les pertes dans le fer. On peut alors tracer la courbe de la puissance permanente en fonction des pertes dans le fer : cette courbe est probablement une droite et sert à la détermination des dimensions du moteur.

Comme les pertes moyennes dans le fer ainsi obtenues correspondent à une certaine tension, on peut dire aussi que la charge variable d'une exploitation de traction peut être représentée par une charge permanente dont l'intensité se

déduit de l'expression $\Sigma \frac{i^2 t}{T}$, et la tension de l'expression $\Sigma \frac{wt}{T}$. Pour une exploitation donnée on n'a qu'à évaluer les pertes moyennes dans le fer $\Sigma \frac{wt}{T}$ et l'intensité moyenne tirée de $\Sigma \frac{i^2 t}{T}$, et à voir sur la courbe si l'intensité moyenne ainsi déterminée correspondant aux pertes dans le fer $\Sigma \frac{wt}{T}$ conduit à une puissance inférieure à la puissance permanente. Il peut paraître difficile d'évaluer les pertes dans le fer et $\Sigma i^2 t$ pour une exploitation déterminée : en réalité, ce calcul est extrêmement simple.

En pratique, il suffit de connaître l'éloignement moyen des stations. Si l'on veut faire un calcul plus exact, on établit une série de diagrammes de marche, puis l'on évalue Σit et Σwt correspondant à chaque diagramme, et aussi, pour l'évaluation des watts-heure nécessaires Σit

où t représente l'intensité de courant par voiture ou par train, contrairement à i qui représente l'intensité de courant par moteur. On trace alors les courbes indiquant la durée du voyage, $\Sigma i^2 t$, Σwt et Σit en fonction de la distance entre les sections, et il suffit de lire sur ces courbes les valeurs cherchées pour les diverses distances entre station.

En terminant, l'auteur fait remarquer que ce mode de calcul n'est applicable qu'aux exploitations où la durée des trajets est courte, c'est-à-dire pour les tramways ou les chemins de fer d'intérêt local, mais pas aux chemins de fer à grande distance et aux chemins de fer de montagne dans lesquels la charge a une durée importante.

O. A.

Le Gérant : Ch. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

DISPERSION MAGNÉTIQUE DANS LES MOTEURS ASYNCHRONES

M. Behn-Eschenburg a publié récemment sous ce titre une intéressante étude qui nous a semblé mériter mieux qu'une simple analyse, autant par son importance que par quelques idées complémentaires qui nous sont venues à sa lecture.

Le travail de M. Behn-Eschenburg, malgré quelques imperfections restera, certainement pendant longtemps, l'une des meilleures études sur ce sujet et l'une de celles dont l'application pratique est des plus simples.

L'importance du coefficient de dispersion magnétique est très considérable dans les moteurs asynchrones; aussi tous les travaux qui ont pour but de conduire à la prédétermination de ce coefficient, dans l'expression théorique est

$$\sigma = 1 - \frac{M_1 M_2}{L_1 L_2}, \quad (1)$$

où M_1 et M_2 sont les coefficients d'induction mutuelle et L_1 et L_2 les coefficients de self-induction propres des deux enroulements, sont-ils toujours accueillis avec plaisir.

M. Behn-Eschenburg déduit expérimentalement la valeur du coefficient σ de la mesure du courant à vide et du courant de court-circuit, supposés tous deux ramenés à la tension normale aux bornes, par la formule approximative connue

$$\sigma = \frac{I_c}{I_{cc}} \quad (2)$$

I_c étant le courant magnétisant à vide et I_{cc} le courant de court-circuit pour une même différence de potentiel.

Cette manière d'opérer suppose négligeables les pertes ohmiques pour le fonctionne-

ment en court-circuit, M. Behn-Eschenburg pense pouvoir le faire, l'approximation est toutefois assez faible dans beaucoup de cas, car, en ce faisant, on obtient des valeurs de σ qui sont d'environ 15 à 30 p. 100 trop grandes.

En réalité, la valeur de I_{cc} mesurée expérimentalement, doit, pour obtenir une valeur plus approchée de σ , être remplacée approximativement par $\frac{I_{cc}}{\sin \varphi}$ (φ étant l'angle de décalage pour l'essai en court-circuit) ce qu'on voit facilement par la considération du diagramme du cercle, considération qui permet d'ailleurs toujours de déterminer graphiquement la valeur du diamètre du cercle du diagramme qu'il faut substituer à I_{cc} dans l'équation (2).

La formule ainsi modifiée

$$\sigma = \frac{I_0}{I_{cc}} \sin \varphi \quad (2')$$

conduit d'ailleurs encore à une valeur approchée par excès et tient compte par suite de la réduction connue du diamètre du cercle par suite des variations de σ .

La valeur de σ permet, comme on le sait, de trouver facilement le facteur de puissance maximum par la formule

$$\cos \varphi_{\max} = 1 - 2\sigma \quad (1),$$

et le rapport du couple maximum au couple pour le facteur de puissance maximum qui est

$$v = \frac{1}{2\sqrt{\sigma}}.$$

I. PARTIE THÉORIQUE. — La partie théorique du mémoire de M. Behn-Eschenburg se rapporte, pour plus de simplicité, uniquement à des moteurs triphasés avec induit à enroulements également triphasés et disposés, de la même manière que les enroulements inducteurs, dans un nombre de perforations à peu près le même, de façon à ce que les coefficients de dispersion divers de deux enroulements puissent être supposés les mêmes. M. Behn-Eschenburg se propose d'ailleurs de montrer que les résultats obtenus sont encore suffisamment exacts en général.

Avec ces hypothèses, et comme σ est une quantité presque toujours inférieure à 0,1, on a

$$\begin{aligned} M_1 &= M_2 = M \\ L_1 &= L_2 = L, \end{aligned}$$

et par suite

$$\sigma = \frac{L^2 - M^2}{L^2} = 2 \frac{L - M}{L}, \quad (3)$$

en remplaçant $L + M$ par $2L$.

Dans ce qui va suivre, M. Behn-Eschenburg applique les coefficients L et M à un groupe de bobines constituant une phase et réparti sur un double pas polaire ou deux pôles, c'est-à-dire constitué par les conducteurs des encoches de deux pôles voisins et affectés à une même phase.

1. *Coefficients d'enroulement.* — Dans tout moteur, il existe une différence entre le flux émanant d'un enroulement, inducteur par exemple, et le flux traversant de l'enroulement

(1) Nous lui préférons la formule plus rigoureuse de M. Blondel.

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{1 - \sigma}{1 + \sigma}$$

secondaire même si ce qu'on est convenu d'appeler les fuites magnétiques n'existaient pas. Ce principe, qui paraît un peu paradoxal au premier abord, tient simplement, comme nous allons le voir, à ce que, par suite de la position relative des deux enroulements, il peut exister sur l'induit des conducteurs qui ne soient pas entourés par le flux émanant d'une bobine primaire. Cette considération nouvelle dans l'étude de la dispersion constitue le point principal de la théorie de M. Behn-Eschenburg et la différence des théories connues.

Considérons un moteur ayant un même nombre d'encoches sur l'inducteur et l'induit. Soit sur l'inducteur un enroulement constitué, à la façon ordinaire, d'une bobine par paire de pôles et sur l'induit un certain nombre de conducteurs répartis régulièrement dans les encoches. Nous admettrons qu'il n'y a pas de fuites magnétiques, au sens qu'on attache à ce mot, c'est-à-dire à travers les encoches et sur les parties externes des enroulements.

L'induit et l'inducteur peuvent prendre deux positions relatives bien distinctes, en quel-

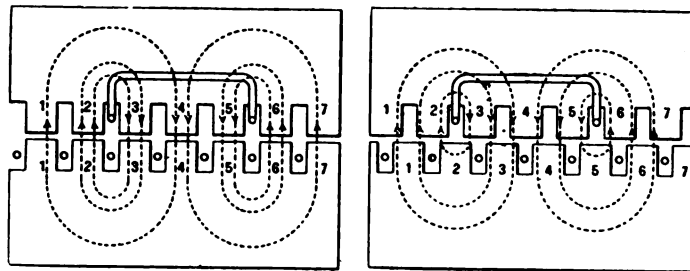


Fig. 1 et 2.

que sorte opposées l'une à l'autre ; la première où les dents des deux systèmes sont situées en face les unes des autres et une seconde où les dents de l'un des systèmes sont situées en face des perforations de l'autre.

Admettons que le flux généré dans les deux positions soit le même, il est évident que dans la première position (fig. 1), le flux émanant de l'inducteur entourera les conducteurs de l'induit comme ceux de l'inducteur et par suite que la self-induction sera égale à l'induction mutuelle. Dans la seconde position, au contraire (fig. 2), une partie du flux de l'inducteur n'entourera pas une partie des conducteurs induits.

Si nous supposons, en particulier, que deux tubes de force émanent de chaque dent de l'inducteur, comme l'effet d'induction mutuelle de l'inducteur sur l'induit peut être mesuré par la somme des tubes de force entourant les divers conducteurs, on voit que dans la première position, l'effet d'induction mutuelle est sur les 6 conducteurs d'un double pôle :

$$2(1 \times 1f + 1 \times 3f + 1 \cdot 1f) = 10 \cdot f,$$

tandis que dans la seconde position on a :

$$2(0 \times f + 1 \times 2f + 1 \times 2f) = 8f.$$

La différence relative d'effet de l'inducteur sur l'induit est donc de 20 p. 100 dans les deux positions. Comme, lorsque l'une des parties se déplace par rapport à l'autre, on passe alternativement par ces deux positions, la différence moyenne des effets, la seule intéressante, sera seulement la moitié de la précédente, soit 10 p. 100.

En opérant de la même manière avec un plus grand nombre d'encoches par pôle, tout en conservant le même nombre pour l'inducteur et l'induit, on verrait que la demi-différence relative des effets de l'inducteur sur l'induit décroît rapidement lorsque le nombre

d'encoches augmente. Il serait même très facile de trouver la loi mathématique de décroissance si cela avait un intérêt pratique, ce qui n'est pas.

Pratiquement, en effet, pour les raisons que l'on sait, on ne peut employer le même nombre d'encoches sur l'inducteur et sur l'induit.

Le procédé d'investigation précédent peut servir encore dans quelques cas simples pour montrer que ce qui précède subsiste aussi lorsque les nombres d'encoches ne sont plus les mêmes sur les deux parties de la machine.

Examinons, par exemple, le cas de 6 encoches par pôle, 2 par phase sur l'inducteur et 9

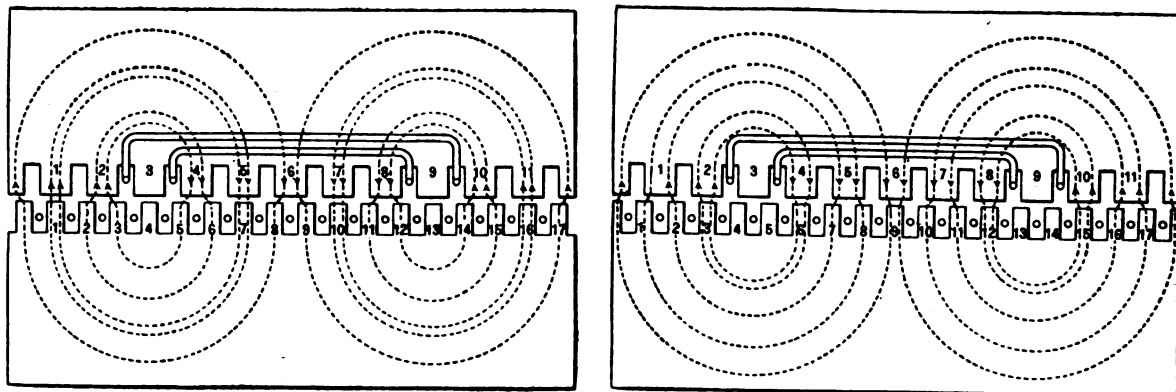


Fig. 3 et 4.

encoches sur l'induit, on voit facilement, comme plus haut, que dans la première position (fig. 3), l'effet d'induction mutuelle sur l'induit est par double pôle

$$2(1 \cdot f + 2 \cdot f + 3 \cdot f + 5 \cdot f + 5 \cdot f + 5 \cdot f + 3 \cdot f + 2 \cdot f + 1 \cdot f) = 54f$$

tandis que dans la deuxième position, l'effet est seulement de

$$2(1 \cdot f + 3 \cdot f + 4 \cdot f + 5 \cdot f + 5 \cdot f + 4 \cdot f + 3 \cdot f + 1 \cdot f) = 52f$$

la demi-différence relative est alors de $\frac{1}{54}$ ou 1,85 p. 100.

L'on peut comparer ce cas à celui de 6 encoches par pôle sur l'induit et l'inducteur qui donne pour demi-différence relative 4,2 p. 100.

Les demi-différences relatives ainsi déterminées sont désignées sous le nom de *coefficients d'enroulement*.

Nous résumons dans le tableau suivant les résultats obtenus par M. Behn-Eschenburg dans les cas précédents et quelques autres également simples.

NOMBRE D'ENCOCHES		INDUCTION		COEFFICIENTS d'enroulements.
Inducteur.	Induit.	Maxima.	Minima.	
3	3	10	8	0,10
6	6	36	33	0,042
6	9	54	52	0,0115
9	9	119	114	0,021
9	15	199	196	0,0075
15	15	545	538	0,006

On pourrait, de la même manière, considérer l'effet combiné des différentes phases de l'induit et de l'inducteur et l'on trouverait des différences dues, cette fois, aux positions différentes de l'inducteur et de l'induit et aux variations du courant primaire. En particulier, dans un moteur triphasé, on doit considérer deux positions dans la période du mouvement, pour l'une les 3 phases de l'inducteur sont en face des phases de l'induit et pour l'autre les phases de ce dernier sont décalées d'un sixième du pas ; de plus, il y aura lieu de considérer aussi deux valeurs pour le courant, maximum dans une phase pour le premier cas et nul dans cette même phase pour un second cas.

Si l'on compare alors, comme plus haut, dans ces quatre cas la valeur moyenne du flux émanant d'un pôle et de celui entourant les conducteurs induits, nous observons encore une petite différence diminuant rapidement avec le nombre de perforations.

On peut reconnaître ainsi que le coefficient d'enroulement σ_1 peut d'une façon suffisamment exacte être représenté par la formule

$$\sigma_1 = 1,3 \frac{K_1}{N^2}. \quad (4)$$

N étant la valeur moyenne entre les nombres d'encoches primaires et secondaires par pôle et K_1 une fonction de N à déterminer expérimentalement dans chaque cas et différent généralement peu de l'unité. Cette constante dépend aussi de la forme des encoches ou des dents et de la différence des réluctances avec les différentes positions.

Ce que nous avons dit pour l'inducteur s'appliquerait naturellement aussi bien à l'induit, on peut donc admettre que l'effet de l'enroulement de l'induit sera identique à celui de l'inducteur, d'où un coefficient d'enroulement identique σ_1 .

Si l'on compare l'effet des deux enroulements, c'est-à-dire $2\sigma_1$, à la valeur de σ , on a

$$2 \frac{L - M}{L} = 2\sigma_1 + \Delta$$

ou

$$\frac{L - M}{L} = \sigma_1 + \Delta$$

qui montre que l'influence des deux enroulements n'est pas la seule cause de la différence $L - M$ puisqu'elle reste un résidu Δ . Deux autres effets bien connus interviennent aussi dans le coefficient σ , ce sont la dispersion à travers les encoches et celle des parties extérieures des enroulements.

2° *Dispersion périphérique.* — M. Behn-Eschenburg désigne sous le nom de dispersion périphérique celle à l'intérieur des encoches ou mieux simplement entre les parties évasées des dents. Cette dispersion, que nous avons désignée déjà sous le nom de *dispersion apparente* et que l'on peut pourtant calculer très simplement en toute rigueur⁽¹⁾ est évaluée

(1) La valeur exacte de ρ est d'après une formule d'Arnold

$$\rho = \frac{1}{b \left(\frac{l_3}{h_1} + \frac{2l_2}{h + h_1} + \frac{l_1}{h} + \frac{l}{3h} \right)}$$

où h_1 est la largeur de l'ouverture des encoches dans l'entrefer ;

h la largeur des encoches ;

l la hauteur du faisceau de fil ;

l_1 la distance entre le plan tangent au faisceau de fil près de l'entrefer, et la partie évasée des dents ;

l_2 la hauteur de la partie évasée des dents ;

l_3 la hauteur de la partie la plus étroite des encoches dans l'entrefer.

approximativement de la manière suivante par M. Behn-Eschenburg. Il admet que la hauteur de la partie la plus étroite des encoches est en général de 0,1 cm; si l'on désigne alors par h_1 la largeur de l'ouverture des encoches dans l'entrefer, par b la largeur axiale du fer inducteur ou induit, la résistance magnétique ρ du circuit de fuite d'une encoche sera

$$\rho = \frac{h_1}{0,1 \times b K_2}.$$

K_2 étant un coefficient tenant compte de la forme des encoches et qui doit être déterminé expérimentalement.

Pour les perforations non ouvertes, si l'on suppose l'épaisseur des isthmes de 0,01 cm et si l'on y admet une perméabilité $\mu = 100$ on aurait en désignant par h_1 la longueur de l'isthme

$$\rho = \frac{h_1}{b K_2}.$$

Pour avoir la valeur du coefficient de dispersion correspondant à la dispersion considérée, il faut comparer la réluctance de fuite correspondant à un pôle avec $\frac{N}{3}$ encoches pour une phase, soit $\frac{N}{3} \rho$ à celle offerte au flux principal. Soit a le pas polaire supposé réduit, s'il s'agit de perforations ouvertes, dans un rapport moyen entre celui de la largeur périphérique des dents d'un pôle à la largeur théorique du pas et l'unité, et δ l'entrefer; on a approximativement, pour la résistance magnétique R correspond au flux passant du primaire dans le secondaire,

$$R = \frac{2\delta}{3 a b}.$$

Le coefficient correspondant de dispersion que nous désignerons par σ_2 est donc

$$\sigma_2 = \frac{R}{\rho \frac{N}{3}} = \frac{0,9 \delta K_2}{2 N a h_1},$$

ou approximativement

$$\sigma_2 = \frac{\delta K_2}{2 N a h_1}. \quad (5)$$

Avec les perforations non ouvertes, on aurait un résultat dix fois plus grand, soit

$$\sigma'_2 = \frac{5\delta K_2}{N a h_1}. \quad (5')$$

Ces formules de M. Behn-Eschenburg peuvent être rendues plus générales en introduisant la hauteur l_3 de la partie la plus étroite des encoches dans l'entrefer ou la largeur radicale l_3 de l'isthme, on a alors évidemment

$$\sigma_2 = 10 K_2 \frac{\delta l_3}{2 N a h_1} \quad \text{et} \quad \sigma'_2 = 500 K_2 \frac{\delta l_3}{N a h_1}. \quad (5'')$$

Ces deux formules peuvent être réduites à une seule

$$\sigma_2 = 5 K_2 \frac{\delta l_3}{N a h_1},$$

en prenant pour K_2 une constante dont la valeur théorique est

$$K_2 = \mu l_3 + l_2 \frac{2h_1}{h_1 + h} + l_1 \frac{h_1}{h} + l \frac{h_1}{3l},$$

μ étant la perméabilité dans l'isthme, air ou fer. La valeur de K_2 est alors ici 100 fois plus grande que dans les équations (5'') pour les perforations non ouvertes avec $\mu = 100$.

Il est intéressant de remarquer que le coefficient de dispersion apparente ou dans les encoches est indépendant de la largeur b de la machine. Cette dispersion apparente est d'ailleurs assez faible, vis-à-vis de la suivante.

3° *Dispersion extérieure.* — La dispersion produite par les parties des enroulements extérieurs au fer est beaucoup plus difficile à évaluer que la précédente. La détermination revient, en somme, à celle du coefficient de self-induction de bobines de très faible hauteur qu'on obtiendrait en supposant nulle la largeur du moteur. Cette dispersion se complique toutefois de ce qu'une partie des flux ainsi formés par les parties extérieures des enroulements, empruntent plus ou moins pour circuler les parties métalliques pleines, supports, plaques, carcasse, etc.

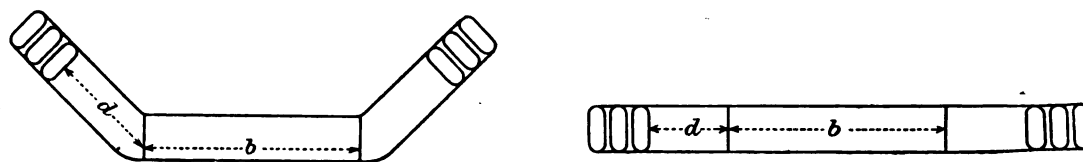


Fig. 5 et 6.

Pour obtenir des valeurs assez exactes de cette dispersion, M. Behn-Eschenburg a fait étudier expérimentalement la self-induction de bobines de formes diverses, mais vraisemblables, ainsi que l'induction mutuelle entre ces bobines.

Deux formes principales ont été étudiées : une première concernant les bobines extérieures avec parties extérieures plus ou moins rabattues vers le fer (fig. 5) et une seconde avec bobines à parties extérieures dans le même plan que la partie utile noyée dans le fer (fig. 6).

Les résultats obtenus permettent de tirer les conclusions suivantes :

1° Le coefficient de self-induction d'une bobine simple, c'est-à-dire formée par les conducteurs de 2 encoches peut être représenté par la formule

$$\lambda_1 = 6n^2l,$$

n étant le nombre de spires et l la longueur d'une spire.

Pour un groupe de bobines placées concentriquement les unes aux autres à une faible distance, on peut poser :

$$\lambda_2 = c \times 6n^2l,$$

c étant une constante variant entre 0,7 et 0,5 pour un groupe de 2 à 4 bobines; en moyenne on peut donc écrire :

$$\lambda_2 = 3,6n^2l.$$

La présence de parties métalliques dans le voisinage des bobines augmente le coefficient de self-induction d'environ 20 p. 100, tandis que l'induction mutuelle des bobines secondaires sur les bobines primaires réduit ce coefficient de self-induction de 20 à 50 p. 100 selon la disposition des parties extérieures.

L'induction mutuelle de deux phases l'une sur l'autre, avec bobines à parties extérieures

rabattues, est d'environ 50 p. 100 du coefficient de self-induction; pour une phase avec bobines à parties extérieures rabattues et une à bobines droites, l'induction mutuelle est de 20 p. 100.

D'une façon générale, nous pourrions écrire que la valeur du coefficient de self-induction des parties extérieures est

$$\lambda = 3,5 K_1 n^2 l,$$

K_1 étant une constante dépendant de la disposition des enroulements de la structure des parties métalliques voisines, etc.

La longueur moyenne des parties extérieures des bobines dépend du pas; avec des parties extérieures rectangulaires, l serait égale au double du pas augmenté de 4 fois la partie extérieure rectiligne sortant de l'encoche. M. Behn-Eschenburg prend pour l la valeur

$$l = 3a K_2,$$

K_2 étant un coefficient dépendant de la forme des parties extérieures.

On a donc :

$$\begin{aligned} \lambda &= 3,5 \times 3 \times K_1 K_2 n^2 a \\ &= 10 K_3 n^2 a \end{aligned} \quad (6)$$

K_3 étant une constante comprenant K_1 et K_2 .

Pour avoir la valeur du coefficient de dispersion σ_3 correspondant, il faut comparer λ à la valeur du coefficient de self-induction de l'enroulement entier.

Ce coefficient est approximativement :

$$L = \frac{4\pi n^2}{\left(\frac{2\delta}{b \times \frac{2}{3} a} \right)} = \frac{4n^2 b a}{\delta}$$

ce qui donne pour σ_3 la valeur

$$\sigma_3 = \frac{\lambda}{L} = \frac{2,5 K_3 \delta}{b} \quad (7)$$

Ceci suppose que le flux peut passer dans toute la surface théorique d'un pôle; en réalité, si les perforations sont ouvertes, la surface offerte doit être réduite, comme plus haut, dans un rapport moyen entre celui de la surface des dents d'un pôle et la surface totale d'un pôle et l'unité.

Il suffira évidemment d'augmenter δ dans le rapport inverse; on pourra du reste obtenir le même résultat en multipliant δ par le rapport du courant à vide pour perforations ouvertes au courant à vide pour perforations non ouvertes, si l'on connaît ces deux courants. En résumé, on voit, en appliquant les considérations précédentes à l'inducteur et à l'induit, ce qui peut se faire approximativement en doublant les résultats obtenus avec le premier, que le coefficient σ peut se décomposer ainsi :

$$\sigma = 2\sigma_1 + 2\sigma_2 + 2\sigma_3$$

ou en remplaçant σ_1 , σ_2 et σ_3 par leurs valeurs

$$\sigma = 2,6 \frac{K_1}{N^2} + K_2 \frac{\delta}{N a h_1} + 5 K_3 \frac{\delta}{b}, \quad (8)$$

pour les moteurs à perforations plus ou moins ouvertes, δ étant dans ce cas l'entrefer apparent ou le produit de l'entrefer mécanique par le rapport de la surface théorique à la surface moyenne des parties évasées des dents, et

$$\sigma = 2,6 \frac{K_1}{N^2} + 10 \cdot K_2 \frac{\delta}{N a h_1} + 5 K_3 \frac{\delta}{b}, \quad (8')$$

pour les perforations fermées, δ étant l'entrefer réel.

Ces deux formules peuvent comme plus haut être réduites à une seule

$$\sigma = 2,6 \frac{K_1}{N^2} + 5K_2 \frac{\delta l_s}{N a h_1} + 5K_3 \frac{\delta}{b},$$

K_3 ayant la valeur théorique annoncée.

II. PARTIE EXPÉRIMENTALE. — Pour montrer l'influence et l'ordre de grandeur des différents coefficients composants, ainsi que pour déterminer les valeurs moyennes des coefficients K_1 , K_2 et K_3 , M. Behn-Eschenburg a entrepris une série de mesures systématiques faites sur des moteurs construits par les ateliers d'Oerlikon.

Les notations que nous emploierons dans l'analyse de cette étude expérimentale sont les suivantes :

$2p$ nombres de pôles ;

N_1 nombre de perforations de l'inducteur ;

N_2 nombre de perforations de l'induit ;

D diamètre d'alésage en cm ;

δ entrefer en cm ;

b largeur axiale en cm ;

a pas polaire en cm ;

h largeur des encoches en cm ;

h_1 largeur de l'ouverture des encoches, dans l'entrefer, en cm.

1° *Dispersion extérieure.* — Pour étudier la dispersion extérieure et la séparer des deux autres, il suffit de remarquer que le coefficient σ_3 est le seul qui dépende de la largeur b . Si donc l'on compare les valeurs obtenues expérimentalement pour σ avec deux moteurs différant seulement par la largeur, on pourra étudier les valeurs de K_3 . Soit en effet σ' le coefficient de dispersion pour une largeur b' , on a par différence

$$\sigma - \sigma' = 5K_3 \delta \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{b'} \right) \quad (9)$$

Le cas de deux moteurs différant par la largeur étant très commun puisqu'on cherche à utiliser le mieux possible l'outillage pour le découpage des tôles, la détermination de K_3 est facile.

Les exemples donnés par M. Behn-Eschenburg sont résumés dans le tableau suivant :

TYPE du moteur.	$2p$	N_1	N_2	D	b	δ	τ	K_3	OBSER- VATIONS
358	4	72	96	29	10	0,065	0,06	1,5	induits non isolés.
359	4	72	96	29	14,5	0,065	0,045		
358	6	72	96	29	10	0,065	0,09	1,5	
359	6	72	96	29	14,5	0,065	0,075		
358	4	72	96	29	10	0,065	0,05	1	
359	4	72	96	29	14,5	0,065	0,04		
838	6	72	120	49	19	0,08	0,05	1,25	
840	6	72	120	49	28	0,08	0,042		
838	8	72	120	49	19	0,08	0,063	1,1	
840	8	72	120	49	28	0,08	0,056		
8051	12	144	180	90	17	0,1	0,067	1,24	
3068	12	144	180	90	40	0,1	0,046		

La valeur moyenne de K_3 est 1,25.

Les exemples précédents ne montrent pas toutefois bien l'influence du mode d'enroulement, aussi M. Behn donne-t-il un dernier exemple d'un moteur essayé avec un induit à bobinage analogue à celui de l'inducteur puis avec un induit en cage d'écureuil. Les données de ce moteur sont

$$2p = 4, N_1 = 96, N_2 = 144, D = 58, \delta = 0,09, b = 24.$$

Les valeurs de σ sont: pour l'induit ordinaire: $\sigma = 0,054$

pour l'induit en cage d'écureuil $\sigma' = 0,037$.

La plus grande partie de la différence $\sigma - \sigma' = 0,017$ peut être attribuée à la dispersion extérieure, une autre partie à la différence des coefficients d'enroulement. Si nous admettons que les dispersions extérieures sont les mêmes sur l'induit et sur l'inducteur dans le premier cas, et moitié moindre sur l'induit que sur l'inducteur dans le second, on aura:

$$\frac{5K_3\delta}{b} = \frac{5K_3 \times 0,09}{24} = 0,017.$$

d'où

$$K_3 = 1,8.$$

Si l'on attribue au coefficient d'enroulement la moitié de la moyenne des deux valeurs 1,8 et 1,25, nous aurons pour ce moteur $K_3 = 1,5$.

2° *Dispersion périphérique.* — Pour étudier cette dispersion, l'auteur emploie deux moyens.

Le premier consiste à étudier la formule (5)

$$2\tau_2 = K_2 \frac{\delta}{Nah_1}$$

caractérisée par sa dépendance avec la résistance magnétique des encoches.

Dans ce but, on peut comparer les valeurs de σ obtenues sur un même moteur avec perforations non ouvertes puis après ouvertures de ces perforations sur une largeur connue.

Il faut toutefois remarquer que dans le premier cas, comme on le sait, la valeur de σ varie avec l'intensité du courant de court-circuit ou autrement dit que la courbe représentant l'intensité du courant de court-circuit en fonction de la tension aux bornes n'est plus une droite comme dans le cas de perforations ouvertes. Cette courbe devient toutefois une droite dès que les isthmes sont saturés.

M. Behn-Eschenburg considère d'abord le cas d'un moteur dont les données sont:

$$2p = 12, N_1 = 144, N_2 = 180, D = 90, \delta = 0,10, b = 32,5, h = 1,1$$

et dont les perforations étaient d'abord fermées par des isthmes de 0,01 cm d'épaisseur et 2 mm de longueur, puis ont été ouvertes sur une largeur de 0,35 cm. (1)

Dans le premier cas, le courant à vide pour 190 volts, 50 périodes, est de 80 ampères, tandis que dans le second il est de 100 ampères. Si l'on relève sur les courbes de la figure 7 qui représentent les courants de court-circuit dans les deux cas en fonction de la tension aux bornes, on a en partant de 700 ampères, intensité pour laquelle les isthmes

(1) Le courant normal du moteur est de 600 ampères à 190 volts et le nombre d'ampéretours correspondant par pôle et par phase de 2 400.

sont saturés, des tensions respectives de 80 et 116 volts. On en déduit dans le premier cas

$$\sigma = \frac{80}{700 \times \frac{190}{116}} = 0,07.$$

et dans le second

$$\sigma' = \frac{100}{700 \times \frac{190}{180}} = 0,06$$

La différence $\sigma - \sigma' = 0,01$ est, pour passer à $2(\sigma_2 - \sigma_2')$, encore accrue en partie de l'aug-

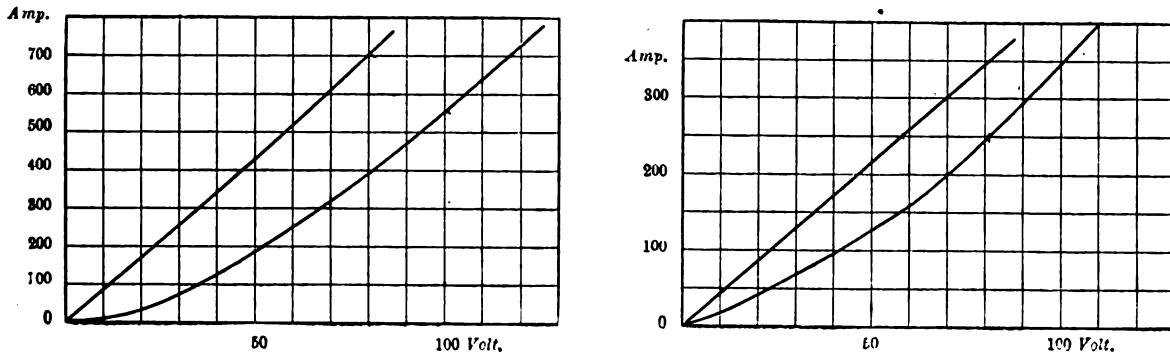


Fig. 7 et 8.

mentation du coefficient de dispersion extérieure par suite de la réduction de la surface offerte au flux proportionnellement à l'augmentation du courant à vide, cette partie est

$$2(\sigma'_3 - \sigma_3) = 5 \frac{K_3 \delta}{b} \left(\frac{100}{80} - 1 \right)$$

ce qui donne, pour $K_3 = 1,25$,

$$2(\sigma'_3 - \sigma_3) = 0,0048.$$

La différence $2(\sigma_3 - \sigma'_3)$ qui intervient dans $\sigma - \sigma'$ est donc négative et doit donc bien être ajoutée par suite, contrairement à ce que fait M. Behn-Eschenburg, à $\sigma - \sigma'$ pour obtenir $2(\sigma_2 - \sigma_2')$ puisque l'on a :

$$2(\sigma_2 - \sigma_2') = \sigma - \sigma' - 2(\sigma_3 - \sigma'_3).$$

On en déduit

$$2(\sigma_2 - \sigma_2') = 0,01 + 0,0048 = 0,0148.$$

Calculons $2\sigma'_2$ par la formule (5) on a

$$2\sigma'_2 = K_2 \frac{\delta}{N a h_1} = K_2 \frac{0,1}{13 \times 23 \cdot 5 \times \frac{80}{100} \times 0,35}.$$

M. Behn-Eschenburg suppose que l'on peut faire $K_2 = 1$, cela n'est pas admissible, car, comme on peut s'en convaincre facilement, par l'application de la formule rappelée dans la note de la page 245, K_2 est voisin ici de 2 ;

$$2\sigma'_2 = 0,0024$$

et par suite :

$$2\sigma_2 = 0,0172$$

valeur qui correspond à

$$K_2 = 1,85.$$

La dispersion est donc 7 fois plus grande environ dans le cas des trous et par suite la résistance magnétique des isthmes 7 fois moins grande que celle des espaces d'air correspondant après ouverture des perforations.

Dans un second exemple, le moteur a les constantes suivantes :

$$2p = 8, N_1 = 96, N_2 = 144, D = 58, \delta = 0,09, b = 24, h = 1,3,$$

les isthmes ont sur les deux parties une largeur de 0,01 cm et une longueur de 0,2 cm et le courant à vide est de 35 ampères pour 200 volts. On ouvre ensuite complètement les trous sur l'inducteur, c'est-à-dire avec une largeur $h_1 = 1,3$ cm et on porte l'entrefer à 0,11 cm, le nouvel induit a ses perforations également ouvertes dans ce dernier cas avec une largeur d'ouverture de 0,1 cm. Avec les trous, la valeur de σ calculée d'après les courbes de la figure 8 pour un courant de court-circuit de 300 ampères est :

$$\sigma = \frac{35}{300 \times \frac{200}{97}} = 0,054.$$

Avec les perforations ouvertes on a

$$\sigma' = \frac{53}{300 \times \frac{200}{70}} = 0,062.$$

Mais on a, ce moteur, étant le même que celui étudié plus haut pour montrer la variation de K_2 ,

$$\begin{aligned} 2(\sigma_2 - \sigma'_2) &= \frac{5K_2 \times 0,09}{24} \left(1 - \frac{53}{35}\right) \\ &= \frac{5 \times 1,5 \times 0,09}{24} \left(\frac{35 - 53}{35}\right) \\ &= -0,0145. \end{aligned}$$

On en déduit

$$\begin{aligned} 2(\sigma_2 - \sigma'_2) &= \sigma - \sigma' - 2(\sigma_3 - \sigma'_3) \\ &= -0,008 + 0,0145 \end{aligned}$$

ou

$$2(\sigma_2 - \sigma'_2) = 0,0137.$$

Comme on a ici K_2 voisin de 10, on en déduit

$$2\sigma'_2 = \frac{K_2 0,011}{15 \times 23 \times 0,75 \times 1,5} = 0,00033.$$

Le facteur de réduction du pas 0,75 tenant compte de l'ouverture des encoches et de l'augmentation d'entrefer ; et par suite

$$2\sigma_2 = 0,014$$

ce qui montre que dans ce cas, la dispersion avec des isthmes est 40 fois plus grande que celle pour perforations ouvertes. La valeur correspondante déduite pour K_2 est 10,6.

M. Behn-Eschenburg arrive à des conclusions analogues en faisant, comme nous l'avons dit, $K_2 = 1$ dans les deux cas.

Faut-il en conclure qu'une pareille différence puisse se produire, nous ne le pensons pas. Il nous paraît au contraire plus logique d'admettre que ces différences tiennent à

l'incertitude du calcul de σ_j par suite du peu d'exactitude de la valeur approchée déduite par la formule de M. Behn-Eschenburg et de l'impossibilité où nous avons été de calculer exactement la valeur de K_j par suite de l'absence des dimensions exactes des encoches.

(A suivre).

C.-F. GUILBERT.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE (1)

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Théorie du moteur à répulsion d'Atkinson.
Osnos, *Zeitschrift für Electrotechnike*, 14 et 21 février.

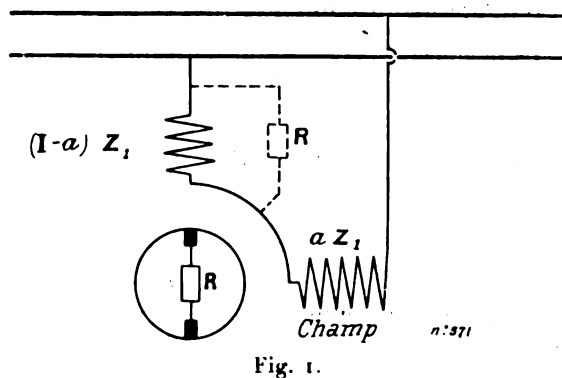
L'auteur a déjà donné la théorie du moteur à répulsion ordinaire : dans cette étude il expose la théorie du moteur à répulsion d'Atkinson des types indiqués par les figures 1 et 2 (1). Comme le montrent ces figures, le stator porte deux enroulements décalés de 90° , l'axe de l'un des enroulements coïncidant avec la ligne de jonction des balais du collecteur. Le premier enroulement agit comme le primaire d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est constitué par l'armature. Il produit le courant dans l'armature et est nommé enroulement *inducteur*.

L'autre enroulement produit la force contre-électromotrice du moteur pendant la rotation et donne naissance ainsi au champ propre.

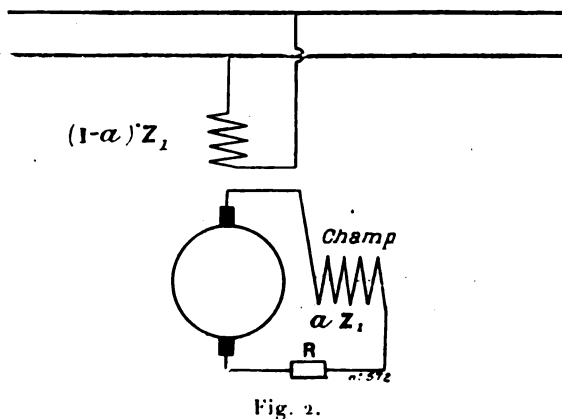
La différence entre les moteurs de la figure 1 et de la figure 2 consiste, comme on le voit, en ce que, dans le premier, le champ est en série avec l'enroulement inducteur, tandis que, dans le second, le même champ est en série avec l'armature. De plus, les deux moteurs se distinguent des moteurs-série connus en ce que le courant d'armature n'est pas amené directement de l'extérieur, mais est produit par induction par un enroulement placé sur le stator. En outre, ces moteurs se distinguent du moteur ordinaire à répulsion en ce que les enroulements de champ et inducteur sont séparés l'un de l'autre tandis que dans le moteur à répulsion ordinaire ces deux enroulements sont réunis en un seul.

Pour la pratique, le premier moteur est important, car il possède les propriétés du moteur

ordinaire à répulsion, avec l'avantage que son sens de rotation peut être facilement renversé. Sa théorie est en principe la même que celle du



moteur à répulsion ordinaire. Nous allons examiner d'une façon particulière l'influence de la forme de l'enroulement du stator ou de la disposition des encoches et de la fréquence.



Le second moteur semble n'avoir que peu d'applications pratiques, car il travaille avec un très grand décalage. Par contre, il est extrêmement intéressant au point de vue théorique, car

(1) Voir l'article du même auteur sur les moteurs monophasés à collecteur (*Écl. Élect.*, 13 et 20 février).

son diagramme est identique en principe à celui du moteur d'induction ordinaire et, d'après son mode de fonctionnement, il établit un trait d'union entre ce dernier et le moteur à répulsion ordinaire.

A cause de son importance, nous traiterons le premier moteur par l'analyse et par la théorie graphique ; le second ne sera traité qu'analytiquement. Les notations suivantes seront adoptées :

e désigne la différence de potentiel entre les bornes primaires ;

i_1 le courant primaire ;

i_2 le courant secondaire ;

i'_0 le courant magnétisant fictif du stator pour une différence de potentiel imprimée e ;

i''_0 le courant magnétisant fictif du rotor pour une différence de potentiel imprimée e ;

f la fréquence du réseau ;

n le nombre de tours par seconde du moteur ;

φ le décalage aux bornes du moteur ;

z_1 le nombre de tours de l'enroulement primaire en série par pôle ;

z_2 le nombre de tours de l'enroulement secondaire en série par pôle ;

αz_1 le nombre de tours de l'enroulement de champ en série par pôle ;

$(1 - \alpha)z_1$ le nombre de tours de l'enroulement inducteur en série par pôle ;

δ l'angle de décalage dans le temps entre les courants primaire et secondaire ;

w_1 la résistance ohmique totale du circuit primaire ;

w_2 la résistance ohmique totale du circuit secondaire ;

ρ la réluctance magnétique du chemin commun aux champs primaire et secondaire ;

ρ_1, ρ_2 la réluctance magnétique du champ primaire ou secondaire ;

$$v_1 = \frac{\rho_1}{\rho}, \quad v_2 = \frac{\rho_2}{\rho}, \quad \alpha^2 = \alpha^2 + (1 - \alpha)^2$$

$c_1 c_2$ le rapport du nombre de lignes de forces agissantes du stator ou de l'armature au nombre de lignes de forces qui existerait dans le stator ou dans l'armature pour une seule encoche par pôle, c'est-à-dire les coefficients d'enroulement du champ ;

C_{11} le rapport de la force électromotrice réellement induite dans l'armature par le champ du

stator à la force électromotrice qui serait induite dans l'armature pour une seule encoche par pôle (coefficient d'enroulement de l'induction mutuelle du champ du stator sur le rotor).

C_{21} le rapport de la force électromotrice réellement induite dans le stator par le champ d'armature à la force électromotrice qui serait induite par le même champ dans le stator si ce dernier n'avait qu'une encoche par pôle (coefficient d'enroulement de l'induction mutuelle du rotor sur le stator).

I. MOTEUR A RÉPULSION D'ATKINSON DONT L'ENROULEMENT DE CHAMP EST EN SÉRIE AVEC L'ENROULEMENT INDUCTEUR.

a) *Théorie graphique.* — Si l'on néglige la résistance primaire et les pertes dans le fer, deux forces électromotrices agissent sur l'enroulement du stator :

1° La force électromotrice e_{11} de self-induction du courant primaire ;

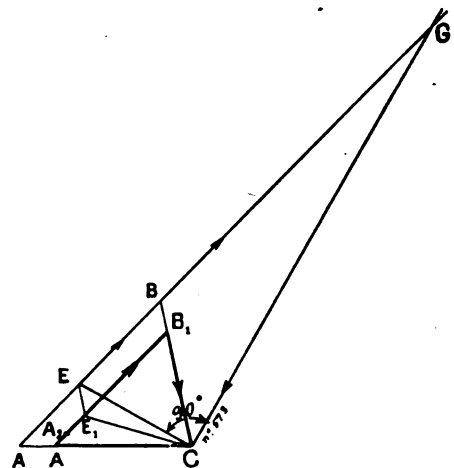


Fig. 3.

2° La force électromotrice e_{21} de l'induction mutuelle entre les ampères-tours secondaires $i_2 z_2$ et les tours $(1 - \alpha)z_1$ de l'enroulement inducteur.

Ces deux forces électromotrices se composent en une force électromotrice résultante e qui doit équilibrer la différence de potentiel aux bornes.

Considérées comme vecteurs dans un plan, ces forces électromotrices forment un triangle fermé

A_1B_1C (fig. 3) dans lequel

$$\left. \begin{aligned} A_1B_1 &= e_{11} = c_1 c_{11} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_1 z_1^2 \alpha'^2 10^{-8}}{\rho_1} \\ B_1C &= e_{21} = c_2 c_{21} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_2 z_2 z_1 (1-\alpha) 10^{-8}}{\rho} \\ A_1C &= -e = c_1 c_{11} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0' z_1^2 \alpha'^2 10^{-8}}{\rho_1} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Sur l'enroulement du rotor agissent :

1° La force électromotrice e_{22} de self-induction du courant secondaire ;

2° La force électromotrice d'induction mutuelle e_{12} entre les ampères-tours primaires $i_1 z_1$ ($1-\alpha$) et les z_2 tours du rotor.

La force électromotrice e_{22} a la même phase que e_{21} , puisqu'elle est aussi produite par le courant i_2 ; pour la même raison, la force électromotrice e_{12} a la même phase que e_{11} . Dans le diagramme 3 nous pouvons donc poser

$$\left. \begin{aligned} BC &= e_{22} = c_2 c_{22} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_2 z_2^2 10^{-8}}{\rho_2} \\ EB &= e_{12} = c_1 c_{12} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_1 z_1 z_2 (1-\alpha) 10^{-8}}{\rho} \\ EC &= c_2 c_{22} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0'' z_2^2 10^{-8}}{\rho_2} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

d'où

$$EC = c_2 c_{22} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0'' z_2^2 10^{-8}}{\rho_2}$$

Si l'on prolonge EB et A_1C jusqu'à leur point de rencontre A, on obtient deux triangles semblables ABC et A_1B_1C dans lesquels

$$\frac{AC}{A_1C} = \frac{BC}{B_1C} = \frac{AB}{A_1B_1} = \frac{c_{22} \rho z_2}{c_{21} \rho_2 z_1 (1-\alpha)} = \frac{1}{v_2} \frac{c_{22}}{c_{21}} \frac{z_2}{z_1 (1-\alpha)} \quad (3)$$

De cette équation combinée avec l'équation (1) on tire

$$\left. \begin{aligned} AB &= \frac{1}{v_2} \frac{c_{22}}{c_{21}} \frac{z_2}{z_1 (1-\alpha)} \\ &\quad \times c_1 c_{11} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_1 z_1^2 \alpha'^2 10^{-8}}{\rho_1} \\ AC &= \frac{1}{v_2} \frac{c_{22}}{c_{21}} \frac{Z_2}{z_1 (1-\alpha)} \\ &\quad \times c_1 c_{11} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0' z_1^2 \alpha'^2 10^{-8}}{\rho_1} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Des équations (4) et (2) on déduit d'autre part

$$\frac{EB}{AB} = \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha'^2} \quad (5)$$

d'où

$$\frac{AE}{AB} = 1 - \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha'^2} \quad (6)$$

Si nous divisons toutes les grandeurs constituant le diagramme par

$$c_2 c_{22} 2\pi f 0,4 \pi \frac{z_2^2}{\rho} 10^{-8}$$

l'échelle seule est changée et nous obtenons, dans une autre échelle

$$\left. \begin{aligned} AB &= i_1 \frac{c_1 c_{11}}{c_2 c_{21}} \frac{z_1}{z_2} \frac{\alpha'^2}{1-\alpha} \frac{1}{v_1} \\ AC &= i_0' \frac{c_1 c_{11}}{c_2 c_{21}} \frac{z_1}{z_2} \frac{\alpha'^2}{1-\alpha} \frac{1}{v_1} \\ BC &= i_2 \\ EC &= i_0'' \\ EB &= i_1 \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{22}} \frac{z_1 (1-\alpha)}{z_2} v_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

les forces électromotrices totales étant décalées du même angle $\frac{\pi}{2}$ sur les intensités de courant correspondantes, nous pouvons prendre la figure 3 comme diagramme de courant et considérer les différents vecteurs comme intensités de courant.

Le courant magnétisant secondaire i_0'' produit un champ.

$$f_0'' = c_2 0,4 \pi \frac{i_0'' z_2}{\rho_2} = c_2 0,4 \pi \frac{z_2}{\rho_2} \overline{EC} \quad (8)$$

qui, comme dans un transformateur stationnaire, produit entre les balais court-circuités une force électromotrice e_i proportionnelle à la fréquence du réseau et exprimée par

$$e_i = c_{22} 2\pi f_2 z f_0'' 10^{-8} = c_2 c_{22} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0'' z_2^2}{\rho_2} 10^{-8} \quad (9)$$

Cette force électromotrice est à 90° en arrière de i_0'' et a dans le diagramme la direction CG. D'autre part, la rotation dans le champ

$$f_1 = c_1 0,4 \pi \frac{i_1 z_1 \alpha}{\rho} \quad (8a)$$

produit dans l'armature une force électromotrice *dynamique*

$$e_d = 4n z_2 f_1 10^{-8} = c_1 4n 0,4 \pi \frac{i_1 z_1 z_2 \alpha}{\rho} 10^{-8} \quad (9a)$$

Cette force électromotrice a la même phase que le champ qui l'engendre et a par conséquent sur le diagramme la direction AB.

La résultante e_r de ces forces électromotrices doit compenser la chute de tension ohmique se-

condaire d'où

$$e_r = -i_2 w_2 \quad (9b)$$

S'il n'y avait pas d'autres forces électromotrices à considérer (c'est-à-dire s'il n'y avait pas de self-induction), les forces électromotrices e et e_d produiraient chacune un courant en phase avec elles dont l'intensité serait inversement proportionnelle à la résistance ohmique. En fait, il y a dans l'armature un courant secondaire i_2 engendré par la résultante de ces deux forces électromotrices (équation 9 b). Nous pouvons dire que deux courants se superposent dans l'armature :

1° Un courant dû à l'induction *statique* du champ résultant f''_0 proportionnel à la fréquence du réseau. Nous le nommerons *courant inductif*.

2° Un courant produit par la rotation de l'armature dans le champ f_1 et proportionnel au nombre de tours. Nous le nommerons *courant dynamique*.

Le courant inductif et le courant dynamique se composent en un courant résultant $i_2 = BC$: ils doivent, dans le diagramme, passer par les points extrêmes B et C du courant résultant et comme d'autre part leurs directions CG et BG sont connues par ce qui précède, leurs grandeurs sont aussi déterminées si on prolonge les droites jusqu'au point de rencontre G.

Le courant *inductif* est donc

$$\begin{aligned} i_i = CG &= \frac{e_i}{w_2} = c_{22} c_{21} 2\pi f 0,4 \pi \frac{i_0'' z_2^2}{\rho w_2} \\ &= c_{22} c_{21} 2\pi f 0,4 \pi \frac{z_2^2}{\rho_2 w_2} EC \cdot 10^{-8} \quad (10) \end{aligned}$$

et le courant *dynamique*

$$i_d = BG = \frac{e_d}{w_2} = c_1 4n 0,4 \pi \frac{i_1 z_1 z_2 \alpha}{\rho w_2} \cdot 10^{-8} \quad (10a)$$

De la relation (10) nous tirons

$$-\tan \delta_k = \frac{EC}{CG} = \frac{\rho_2 w_2 \cdot 10^{-8}}{c_{22} c_{21} 2\pi f 0,4 \pi z_2^2} \quad (10^1)$$

Construction du diagramme du cercle. — Pour obtenir comme d'habitude le diagramme du cercle en prenant pour échelle le courant primaire, divisons la partie gauche de l'équation (7) par le terme

$$\frac{c_1 c_{11}}{c_2 c_{22}} \frac{z_1}{z_2} \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \frac{1}{v_1} :$$

nous avons dans une autre échelle

$$\begin{aligned} AB &= i_1 \\ AC &= i_0' \\ BC &= i_2 \frac{z_2}{z_1} \frac{1-\alpha}{\alpha^2} v_1 \frac{c_2 c_{21}}{c_1 c_{11}} \\ EC &= i_0'' \frac{z_2}{z_1} \frac{1-\alpha}{\alpha^2} v_1 \frac{c_2 c_{21}}{c_1 c_{11}} \end{aligned} \quad (7')$$

Les relations (5), (6) et (10') exprimant les conditions entre les rapports de deux grandeurs du diagramme restent les mêmes lorsqu'on modifie

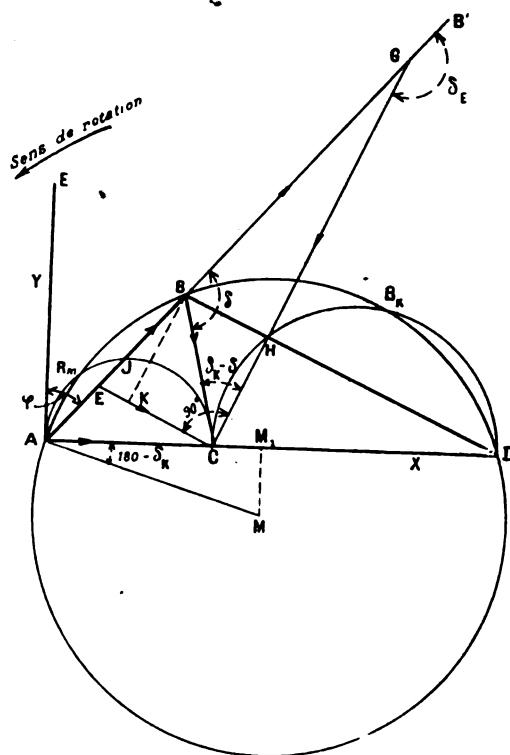


Fig. 4.

AB = Courant primaire.
BC = Courant secondaire.
Vitesse = $\frac{BH}{HC}$
Couple = AB $\times$ JB.

l'échelle. Pour plus de clarté, reportons le triangle AGC sur une nouvelle figure (4) et remarquons que, AC représentant le courant magnétisant du stator, la direction perpendiculaire est celle de la différence de potentiel e aux bornes et l'angle $\widehat{FAB}$ est le décalage primaire φ .

La partie droite de l'équation 10' représente

une grandeur constante

$$- \operatorname{tg} \delta_k = C^{10}$$

d'où

$$\delta_k = C^{10}.$$

Mais comme

$$\widehat{AEC} = 270 - \delta_k, \widehat{AEC} = C^{10}.$$

Enfin, pour une tension constante

$$AC = C^{10}$$

le point E décrit un arc de circonférence avec l'angle constant $\widehat{AEC}$. Si l'on mène BD parallèle à EC,

$$\widehat{ABD} = \widehat{AEC}$$

et

$$\frac{AD}{AC} = \frac{AB}{AE} = \frac{1}{1 - \frac{c_{12}c_{21}}{c_{21}c_{12}} \cdot \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha'^2} v_1 v_2} \quad (7a)$$

Il en résulte, puisque la partie gauche de l'équation représente un facteur constant, que D est un point fixe et que le point B décrit un arc de circonférence dont le centre est déterminé en menant un angle $\widehat{MAD} = 180 - \delta_k$ et en prenant le point de rencontre M de la droite AM avec la verticale MM_1 menée au milieu de AD.

Vitesse du moteur. — Si l'on divise l'équation (10a) par l'équation (10), on obtient

$$\frac{BG}{CG} = \frac{c_1}{c_2 c_{22}} \cdot \frac{2n}{\pi f} \cdot \frac{i_1 z_1 \alpha}{2_2 EC} v_2 \quad (II)$$

De l'égalité (7) on déduit

$$\frac{c_1}{c_2 c_{22}} \cdot \frac{i_1 z_1 v_2}{z_2} = \frac{EB}{(1-\alpha) c_{12}}$$

Si l'on tient compte de cette valeur dans l'équation 11, on obtient

$$\frac{n}{f} = c_{12} \frac{\pi}{2} \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \frac{BG}{EB} \cdot \frac{EC}{CG}.$$

On voit sur la figure 4 que

$$\frac{BG}{EB} = \frac{GH}{HC} \text{ et } \frac{EC}{CG} = \frac{BH}{GH}$$

d'où

$$\frac{n}{f} = c_{12} \frac{\pi}{2} \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \frac{BH}{HC} \quad (IIa)$$

$$\frac{n}{f} = c_{12} \frac{\pi}{2} \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} \right) \operatorname{tg} (\delta_k - \delta) \quad (IIa)$$

On voit de plus sur la figure 4 que pour $AB = 0$, $HC = 0$; pour une intensité de courant nulle au primaire, n devient donc excessivement grand.

b) *Théorie analytique.* — La théorie analytique a l'avantage de permettre de tenir compte sans peine de la résistance primaire. Pour abrégé et simplifier les formules, nous adopterons les notations suivantes :

$$K_1 = 0,4 \pi \frac{2\pi/c_1 c_{12}}{\rho} 10^{-3}$$

$$K_2 = 0,4 \pi \frac{2\pi/c_1 c_{21}}{\rho} 10^{-3}$$

$$K_{11} = 0,4 \pi \frac{2\pi/c_1 c_{11}}{\rho} 10^{-8}$$

$$K_{22} = 0,4 \pi \frac{2\pi/c_2 c_{22}}{\rho} 10^{-8}$$

$$K' = 0,4 \pi \frac{4c_1}{\rho} 10^{-8}$$

Décomposons dans le temps toutes les forces électromotrices agissant dans le moteur (fig. 5),

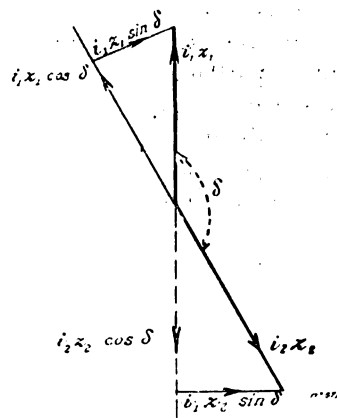


Fig. 5.

une fois suivant la direction du courant primaire et sa perpendiculaire, et une autre fois suivant la direction du courant secondaire et sa perpendiculaire. Considérons comme positives les forces électromotrices agissant dans la direction du courant ou décalées en avant de lui, et comme négatives les forces électromotrices opposées ou décalées à 90° en arrière. On trouve ainsi que :

Dans la direction du courant primaire agissent : 1° La composante wattée de la différence de potentiel aux bornes $+ e \cos \varphi$ coïncidant avec la direction du courant ;

2° La chute de tension ohmique opposée au courant $-i_1 w_1$;

3° Une force électromotrice d'induction mutuelle produite dans les $(1 - \alpha)z_1$ tours de l'enroulement inducteur par l'action statique du champ proportionnel aux ampères-tours $i_2 z_2 \sin \delta$ et qui par conséquent est égale en valeur absolue à

$$K_2 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta.$$

En ce qui concerne son signe, on voit sur la figure que la composante des ampères-tours $i_2 z_2 \sin \delta$ est décalée de 90° en arrière du courant primaire; la force électromotrice produite par cette composante est donc à 180° en arrière du courant et doit être prise avec le signe $-$.

Dans la direction perpendiculaire au courant primaire agissent : 1° La composante $+e \sin \varphi$ de la différence de potentiel aux bornes décalées en avant du courant ;

2° La force électromotrice de self-induction de l'enroulement du stator décalée de 90° sur le courant

$$= -K_{11} i_1 z_1^2 (\alpha^2 + 1 - \alpha^2) = -K_{11} i_1 z_1^2 \alpha^2$$

3° Une force électromotrice d'induction mutuelle due à l'action statique du champ proportionnel aux ampères-tours $i_2 z_2 \cos \delta$ et qui, en valeur absolue, est égale à

$$K_2 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta.$$

Comme ce champ (on le voit sur la figure 3 pour $\delta > \frac{\pi}{2}$) est à 180° en arrière du courant primaire, la force électromotrice qu'il engendre est à $\frac{3\pi}{2}$ en arrière ou, ce qui revient au même, à 90° en avant du courant primaire. Comme $\cos \delta$ est négatif, la valeur de cette force électromotrice est

$$-K_2 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta$$

Dans la direction du courant secondaire agissent : 1° Une force électromotrice décalée en avant du courant due à l'action statique dans les z_2 tours du rotor du champ proportionnel aux ampères-tours $i_1 z_1 (1 - \alpha) \sin \delta$ et égale à

$$+K_1 i_1 z_1 z_2 \sin \delta (1 - \alpha)$$

2° La chute de tension opposée au courant secondaire $-i_2 w_2$;

3° Une force électromotrice engendrée par la rotation de l'armature dans le champ proportionnel à la composante des ampères-tours $i_1 z_1 \alpha \cos \delta$. En négligeant le décalage dû à l'hystérésis et aux courants de Foucault, cette force électromotrice est en phase avec le champ exciteur et est égale à

$$+nK' i_1 z_1 z_2 \alpha \cos \delta$$

Enfin dans la direction perpendiculaire au courant secondaire agissent : 1° Une force électromotrice d'induction mutuelle induite dans l'enroulement secondaire par l'action statique du champ proportionnel aux ampères-tours $i_1 z_1 \cos \delta (1 - \alpha)$. Ce champ (pour $\delta > \frac{\pi}{2}$) est de 180° en avance sur le courant secondaire : la force électromotrice qu'il engendre est donc à 90° en avant de ce courant et, comme $\cos \delta$ est négatif, sa valeur est

$$-K_1 i_1 z_1 z_2 \cos \delta (1 - \alpha)$$

2° La force électromotrice de self-induction de l'armature décalée de 90° en arrière $-K_{22} i_2 z_2^2$;

3° Une force électromotrice produite dans l'armature par sa rotation dans un champ décalé en avant sur le courant et proportionnel aux ampères-tours $i_1 z_1 \sin \delta \alpha$: sa valeur est

$$+nK i_1 z_1 z_2 \sin \delta \alpha$$

La somme de tous les vecteurs doit s'annuler dans chaque direction et il faut pour cela que les 4 équations suivantes soient satisfaites :

$$e \cos \varphi - i_1 w_1 - K_2 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta = 0 \quad (I)$$

$$e \sin \varphi - K_{11} i_1 z_1^2 \alpha^2 - K_2 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta = 0 \quad (II)$$

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta - i_2 w_2 + K' n i_1 z_1 z_2 \alpha \cos \delta = 0 \quad (III)$$

$$-K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta - K_{22} i_2 z_2^2 + K' n i_1 z_1 z_2 \alpha \sin \delta = 0 \quad (IV)$$

De l'équation (I) on tire

$$i_2 = \frac{e \cos \varphi - i_1 w_1}{K_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta} \quad (Ia)$$

Cette valeur, portée dans les équations (II) à (IV) donne :

$$e \sin \varphi - K_{11} i_1 z_1^2 \alpha^2 - (e \cos \varphi - i_1 w_1) \cotg \delta = 0 \quad (IIa)$$

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta - \frac{(e \cos \varphi - i_1 w_1) w_2}{K_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta} + K' n i_1 z_1 z_2 \alpha \cos \delta = 0 \quad (IIIa)$$

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta - \frac{K_{22} z_2}{K_2 z_1} \frac{e \cos \varphi - i_1 w_1}{\sin \delta (1 - \alpha)} - K' n i_1 z_1 z_2 \alpha \sin \delta = 0 \quad (IVa)$$

Si l'on multiplie l'équation (3) par $\sin \delta$ et l'équation (4) par $\cos \delta$ et qu'on les additionne, on obtient

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) - \frac{(e \cos \varphi - i_1 w_1) w_1}{K_2 z_2 z_1 (1 - \alpha)} + \frac{K_{22}}{K_1} \frac{z_2}{z_1} \frac{e \cos \varphi - i_1 w_1}{1 - \alpha} \cotg \delta = 0 \quad (IVb)$$

Il résulte de l'équation (2a)

$$\cotg \delta = \frac{e \sin \varphi - K_{11} i_1 z_1^2 x'^2}{e \cos \varphi - i_1 w_1}$$

valeur qui, portée dans l'équation (4b), donne :

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) - \frac{e \cos \varphi - i_1 w_1}{K_2 z_2 z_1 (1 - \alpha)} + \frac{K_{22}}{K_2} \frac{z_2}{z_1 (1 - \alpha)} (e \sin \varphi - K_{11} i_1 z_1^2 x'^2) = 0$$

d'où

$$i_1 \left(1 - \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha'^2} \frac{K_1}{K_{11}} \frac{K_2}{K_{22}} - \frac{w_1 w_2}{K_{11} K_{22} z_1^2 z_2^2 x'^2} \right) + \frac{e \cos \varphi w_2}{K_{11} K_{22} z_1^2 z_2^2 x'^2} - \frac{e \sin \varphi}{K_{11} z_1^2 x'^2} = 0 \quad (V)$$

D'après nos notations

$$\frac{K_1 K_2}{K_{11} K_{22}} = \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2, \\ \frac{e}{K_{11} K_{22} z_1^2 z_2^2 x'^2} = i_0' \frac{i_0''}{e} \\ \frac{e}{K_{11} z_1^2 x'^2} = i_0'$$

Nous pouvons alors écrire les équations (5) sous la forme

$$i' \left(1 - \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha'^2} \cdot v_1 v_2 - \frac{i_0' w_1 - i_0'' w_2}{e^2} \right) + i_0' \frac{i_0'' w_2}{e} \cos \varphi - i_0' \sin \varphi = 0 \quad (Va)$$

Si l'on pose

$$1 - \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha'^2} \cdot v_1 v_2 - \frac{i_0' w_1 - i_0'' w_2}{e^2} = \sigma$$

et si l'on divise la dernière équation par σ , on obtient

$$i_1 + \frac{i_0'}{\sigma} \cdot \frac{i_0'' w_2}{e} \cos \varphi - \frac{i_0'}{\sigma} \sin \varphi = 0, \quad (Vb)$$

C'est l'équation d'un cercle en coordonnées polaires avec φ comme paramètre

Pour

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{i_0'' w_2}{e} \quad (VI)$$

$i_1 = 0$: la circonférence passe par l'origine. Le point de rencontre du cercle avec l'axe des abscisses se trouve en faisant dans l'équation Vb

$$\varphi = \frac{\pi}{2}$$

ou

$$\cos \varphi = 0.$$

On a pour ce cas

$$i_1 = \frac{i_0'}{\sigma} \quad (VII)$$

Nous avons deux points du cercle et la direc-

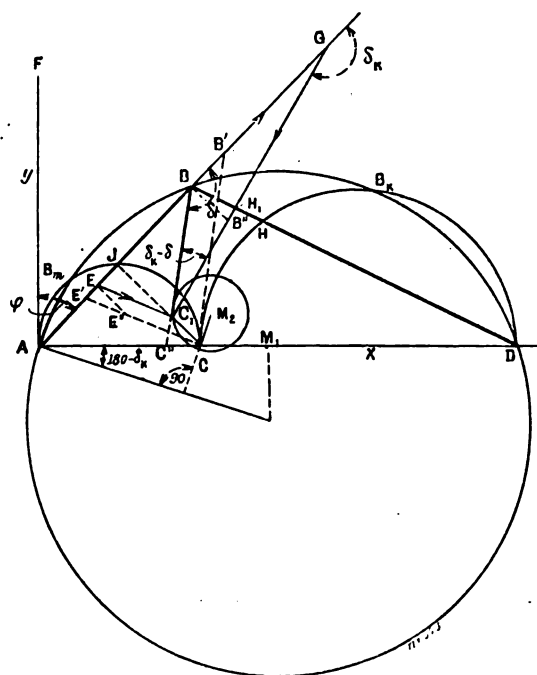


Fig. 6. — Diagramme tenant compte de la chute de tension primaire.

AB = Courant primaire.

BC = Courant secondaire.

Vitesse = $\frac{BH}{HC}$

Couple = AB $\times$ JB.

tion de la tangente à l'origine ; il est donc entièrement déterminé.

Si l'on trace (fig. 6) un système d'axes rectangulaires, que l'on porte sur l'axe des x le seg-

mént

$$AD = \frac{i_0'}{\sigma} \quad (\text{VII } a)$$

et que l'on trace au point origine A une droite AM faisant avec l'angle des x l'angle

$$\widehat{MAD} = \varphi_0 \text{ arc tg } \frac{i_0'' w_2}{e} \quad (\text{VII } b)$$

le point de rencontre de cette droite avec la perpendiculaire élevée au milieu M_1 du segment AD donne le centre M du cercle. Les coordonnées du centre sont

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{i_0'}{2\sigma} \\ -y_0 &= \frac{i_0'}{2\sigma} \cdot \frac{i_0'' w_2}{e} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

et le rayon

$$r = \frac{i_0'}{2\sigma} \sqrt{1 + \left(\frac{i_0'' w_2}{e}\right)^2}$$

Comme la tension primaire e est de 90° en avance, elle coïncide en direction avec l'axe des y et l'angle φ représente le décalage primaire.

Une comparaison des équations (VII a) et (VII b) avec les équations correspondantes (7 a) et (7 b) montre que l'analyse nous a conduit à trouver le même cercle que la théorie graphique. La différence réside seulement en ce que, par suite de la chute de tension dont on a pu tenir compte, le segment AD, de même que x_0 , y_0 et ρ ont crû dans le rapport.

$$K = \frac{1 - \frac{c_{12}c_{21}}{c_{11}c_{22}} \cdot \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha'^2} v_1 v_2}{\sigma} \quad (\text{IX})$$

Nous allons chercher également les autres grandeurs par l'analyse.

Le courant secondaire. — Si on multiplie l'équation (I) par $\cos \delta$ et l'équation (II) par $\sin \delta$ et qu'on le retranche l'une de l'autre on obtient après quelques transformations

$$\frac{i_1 \left(1 - \frac{i_0' w_1}{e} \cotg \delta\right)}{i_0'} = -\frac{\cos(\delta + \varphi)}{\sin \delta} \quad (\text{X})$$

De cette équation on peut, pour un courant i_1 donné, trouver l'angle correspondant δ , c'est-à-dire la direction du courant secondaire. On peut l'obtenir graphiquement en menant au point B

(fig. 6) une perpendiculaire à AB, en portant sur elle le segment

$$BB'' = i_1 \frac{i_0' w_1}{e}$$

et en joignant B'' à C.

En effet on a

$$BB' = -i_1 \frac{i_0' w_1}{e} \cotg \delta$$

et

$$\frac{i_1 \left(1 - \frac{i_0' w_1}{e} \cotg \delta\right)}{i_0'} = \frac{AB'}{AC}.$$

D'autre part on a sur la figure

$$\frac{AB'}{AC} = -\frac{\cos(\delta + \varphi)}{\sin \delta};$$

l'équation (X) est donc satisfaite et l'angle $\widehat{GB'C}$ est bien celui que l'on cherche.

La direction du courant secondaire étant déterminée et le vecteur de ce dernier devant, d'autre part, passer par l'extrémité du vecteur du courant primaire, la position du courant secondaire est donnée par la parallèle BC_1 et $B'C$: il reste à trouver sa grandeur. Si nous multiplions l'équation (1) par $\sin \varphi$ et l'équation (2) par $\cos \varphi$ et que nous les retranchions l'une de l'autre, nous obtenons

$$0 = -i_1 w_1 \sin \varphi + K_{12} z_2 z_1 (1 - \alpha) \cos(\delta + \varphi) + K_{11} i_1 z_1^2 \alpha'^2 \cos \varphi$$

ou aussi

$$\begin{aligned} i_2 \frac{z_1}{z_2} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha'^2} \cdot \frac{K_2}{K_{11}} - \frac{i_1 w_1 \sin \varphi}{K_{11} i_1 z_1^2 \alpha'^2 \cos(\delta + \varphi)} \\ = \frac{i_2 \frac{z_1}{z_2} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha'^2} v_1 \frac{c_{22} c_{21}}{c_{11} c_{11}} - i_1 \frac{i_0' w_1}{e} \frac{\sin \varphi}{\cos(\delta + \varphi)}}{i_1} \\ = -\frac{\cos \varphi}{\cos(\delta + \varphi)} \end{aligned}$$

De la figure on déduit

$$\frac{BC''}{AB} = -\frac{\cos \varphi}{\cos(\delta + \varphi)}$$

et, comme $AB = i_1$, on trouve en comparant avec l'équation (XI)

$$BC' = i_2 \frac{z_1}{z_2} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha'^2} v_1 \frac{c_{22} c_{21}}{c_{11} c_{11}} - i_1 \frac{i_0' w_1}{e} \frac{\sin \varphi}{\cos(\delta + \varphi)}.$$

Si l'on mène CC' parallèle à BB_1 , on a

$$C_1C'' = -C_1C \frac{\cos(\varphi_0 - \varphi)}{\cos(\delta + \varphi)} = -i_1 \frac{i_0''w_1}{e} \cdot \frac{\sin \varphi}{\cos(\delta + \varphi)}$$

d'où

$$BC_1 = BC' - C_1C'' = i_2 \frac{z_2}{z_1} \frac{1-\alpha}{\alpha'^2} v_1 \frac{c_2c_{21}}{c_1c_{11}} \quad (\text{XII})$$

BC_1 représente donc le courant secondaire en grandeur et en phase. On voit que lorsque l'on tient compte de la chute de tension primaire, le courant secondaire ne passe pas par l'extrémité du vecteur du courant magnétisant.

Le courant secondaire peut être déterminé encore plus simplement si l'on décrit une fois pour toutes le lieu géométrique du point C_1 . On a, d'après ce qui précède

$$C_1C = BB'' = i_1 \frac{i_0''w_1}{e} :$$

$\frac{i_0''w_1}{e}$ étant un facteur constant, CC_1 est toujours proportionnel à i_1 . Mais le point C est fixe; donc e_1 décrit un cercle semblable à celui de i_1 . Le diamètre du cercle C_1 est à celui du cercle i_1 comme $\frac{i_0''w_1}{e}$ est à 1. Comme CC_1 est perpen-

diculaire à i_1 , l'angle $\widehat{CC_1A} = \varphi$. Il en résulte que l'axe des x est le même pour le cercle C_1 que l'axe des y pour le cercle i_1 ou qu'en d'autres mots, les diamètres des deux cercles sont perpendiculaires l'un à l'autre. On obtient le centre M_2 du cercle C_1 en élevant en C une perpendiculaire sur AM et en portant

$$CM_2 = \frac{i_0''w_1}{e} \cdot AM.$$

Pour trouver maintenant pour un certain courant primaire $i_1 = AM$ le courant secondaire correspondant, nous joignons C au point de rencontre J de i_1 avec le demi-cercle décrit sur AC . Le point de rencontre de la droite JC avec le cercle C_1 donne le point C_1 cherché et le vecteur BC_1 du courant secondaire.

Vitesse. — Si, dans les équations (III) et (IV) on fait $n = 0$, ce qui correspond à l'état de freinage complet du moteur, et si l'on désigne l'angle δ correspondant par δ_k , on trouve

$$\text{tg } \delta_k = - \frac{w_2}{K_{22} z_1^2} = - \frac{i_0''w_2}{e} \quad (\text{XIII})$$

Si l'on ordonne les deux équations en i_1

et i_2 et qu'on les divise l'une par l'autre, on obtient

$$\frac{K_1(1-\alpha)\sin\delta + K'n\alpha\cos\delta}{K_1(1-\alpha)\cos\delta - K'n\alpha\sin\delta} = \text{tg } \delta_{12}$$

ou encore après quelques transformations

$$\frac{nK'}{K_1} = \frac{n}{f} = \frac{1}{\frac{\pi}{2} c_{12}} = \frac{1-\alpha}{\alpha} \text{tg}(\delta_k - \delta)$$

c'est-à-dire exactement la même expression (11a) que par la voie graphique.

Courant de court-circuit. — Des équations VI et VII on tire

$$\text{tg } \delta_k = - \text{tg } \varphi_0$$

d'où

$$\delta_k = \pi - \varphi_0 \quad (\text{XIV})$$

Comme on le voit figure 3, on a toujours

$$\widehat{GDB} = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$$

et

$$\delta = \widehat{GBD} + \widehat{DBC} = \frac{\pi}{2} - \widehat{DBC} + \varphi_0$$

Pour le courant de court-circuit, B vient en B_k ; on a donc aussi

$$\delta_k = \frac{\pi}{2} + \widehat{DB_kC} - \varphi_0 :$$

de la comparaison avec l'équation (XIV) il résulte

$$\widehat{DB_kC} = \frac{\pi}{2}.$$

Comme B_k doit être sur l'arc de cercle décrit sur AD , et que les points D et C sont fixes, le point B_k est au point de rencontre du demi-cercle décrit sur DC comme diamètre et de l'arc de cercle décrit sur AD .

Relation entre δ et φ . — Si l'on remplace, dans l'équation (Vb), le terme $\frac{i_0''w_2}{e}$ par $\text{tg } \delta_k$ on obtient l'égalité très simple

$$\sin i_1 = \sin(\varphi + \delta_k) \frac{i_0''w_2}{\cos \delta_k} \quad (\text{Ve})$$

Si l'on élimine i_1 de cette égalité et de l'équa-

tion (X), on obtient

$$\sin(\varphi + \delta_K) \left(1 + \frac{i_0' w_1}{e} \cotg \delta \right) \sin \delta + \sigma \cos \delta_K \cos(\delta + \varphi) = 0$$

ou après quelques formations

$$\sigma \cotg \delta + \frac{i_0' w_1}{e} \cos \delta + (1 - \sigma) \tg \varphi + \tg \delta_K = 0 \quad (XV)$$

Si l'on néglige dans cette équation le terme $\frac{i_0' w_1}{e} \cos \delta$ on obtient la relation simple

$$\cotg \delta = - \frac{(1 - \sigma) \tg \varphi + \tg \delta_K}{\sigma} \quad (XVa)$$

Relation entre la vitesse de rotation et le décalage primaire. — On a d'une façon tout à fait générale

$$\cotg \delta = \cotg \delta_K - (\delta_K - \delta) = \frac{1 + \tg \delta_K (\delta_K - \delta)}{\tg \delta_K - \tg (\delta_K - \delta)}$$

Si l'on reporte cette valeur dans l'équation (Va), il vient

$$(1 - \sigma) \tg (\delta_K - \delta) (\tg \delta_K + \tg \varphi) = \tg \delta_K \left\{ (1 - \sigma) \tg \varphi + \tg \delta_K \right\} + \sigma \quad (XVb)$$

ou aussi

$$\tg (\delta_K - \delta) = - \cotg (\varphi + \delta_K) + \frac{1 + \tg^2 \delta_K}{(1 - \sigma) (\tg \varphi + \tg \delta_K)}$$

et comme d'après l'égalité (IIa)

$$\tg (\delta_K - \delta) = \frac{2}{\pi \cdot c_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot \frac{n}{f},$$

on a aussi

$$\frac{n}{f} = \frac{\pi}{2} \cdot c_{12} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha} \left\{ - \cotg (\delta_K + \varphi) + \frac{1 + \tg^2 \delta_K}{(1 - \sigma) (\tg \delta_K + \tg \varphi)} \right\} \quad (XVI)$$

Energie absorbée par le moteur. — Si dans l'expression de l'énergie absorbée par le moteur $-ei_1 \cos \varphi$, on remplace i_1 par sa valeur déduite de l'équation (Vc), il vient

$$L = e \frac{i_0'}{\sigma \cos \delta_K} \sin (\delta_K + \varphi) \cos \varphi = \frac{e i_0'}{2\tau \cos \delta_K} \left\{ \sin (2\varphi + \delta_K) + \sin \delta_K \right\} \quad (XVII)$$

Cette équation montre que la puissance absorbée par le moteur est maxima quand

$$2\varphi + \delta_K = \frac{\pi}{2}$$

Couple. — Si Z désigne le couple du moteur en kilogrammes et B l'induction, on a

$$Z = \frac{2Bz_2 i_2 \cos \delta}{9,81 \cdot 10^6} l \frac{t_1}{t}$$

où l est la longueur active de l'armature en centimètres, t_1 la division polaire et t l'arc polaire, mesurés sur la périphérie de l'armature.

Or

$$B = c_1 \frac{i_1 z_1 \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot \alpha}{\rho \cdot q} \quad (q \text{ section en cm}^2)$$

d'où

$$Z = c_1 \cdot 0,8\pi \frac{i_1 z_1 i_2 \cos \delta \alpha}{9,81 \cdot 10^6 \xi q} l \frac{t_1}{t} \quad (XVIII)$$

Si l'on multiplie par i_1 l'équation II, on obtient

$$ei_1 \sin \varphi - K_{11} i_1^2 z_1^2 \alpha^2 = K_2 i_1 i_2 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta$$

Cette équation comparée à l'équation (XVIII) donne

$$Z = \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \cdot 2 \cdot 100 \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{ei_1 \left(\sin \varphi - \frac{i_1}{i_0'} \right)}{2\pi f \cdot 9,81 q \frac{t_1}{t}}$$

Si l'on tient compte de ce que

$$q = \pi r \frac{t_1}{t} l$$

(r désignant le rayon de l'armature en centimètres), on trouve

$$Z = \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \frac{2}{\pi} \cdot 100 \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{ei_1 \left(\sin \varphi - \frac{i_1}{i_0'} \right)}{2\pi f \cdot 9,81 r} \quad (XIX)$$

Vitesse maxima. — La plus grande vitesse qu'un moteur peut atteindre est celle pour laquelle le couple devient nul. Elle a lieu d'après les équations (XVIII) et (XIX) lorsque $i_1 = i_0' \sin \varphi$ ou $\cos \delta = 0$. Ces équations sont satisfaites par le point de rencontre B_m du demi-cercle décrit sur AC avec le cercle i_1 , et AB_m représente la vitesse maxima correspondant au courant primaire.

La vitesse maxima n_m du moteur se déduit facilement de l'équation (IIa) en faisant

$$\cos \delta = 0 \quad \delta = 90^\circ$$

On a alors

$$\frac{n_m}{f} = - \frac{\pi}{2} \cdot c_{12} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cotg \delta_K \quad (XX)$$

Cette équation montre immédiatement qu'en augmentant la résistance au secondaire, $\cotg \delta_K$ diminue et l'on peut réduire à volonté la vitesse maxima du moteur.

Le décalage minimum. — Comme on le voit sur la figure 2 et particulièrement dans l'équation (Vc), le décalage décroît toujours lorsque la vitesse de rotation du moteur augmente, de sorte que le décalage minimum correspond à la vitesse maxima du moteur. Cet angle $\varphi_{\min}$ est facile à déterminer en faisant dans l'équation (XV) $\cotg \delta$ et $\cos \delta = 0$. On obtient alors

$$\operatorname{tg} \varphi_{\min} = -\frac{\operatorname{tg} \delta_K}{1-\sigma} \quad (\text{XXI})$$

Nous avons trouvé précédemment que pour

$$i_1 = 0, \quad \operatorname{tg} \varphi_0 = -\operatorname{tg} \delta_K :$$

on a donc

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_{\min}}{\operatorname{tg} \varphi_0} = \frac{1}{1-\sigma} = \frac{1}{\frac{c_{12} \cdot c_{21}}{c_{11} \cdot c_{22}} \cdot \frac{2-\alpha}{\alpha^2} \nu_1 \nu_2 + \frac{i_0'' w_1 \cdot i_0'' w_2}{e^2}} \quad (\text{XXIa})$$

Vitesse de synchronisme. — Pour la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire pour $n = f$, on a d'après l'équation (11a)

$$\operatorname{tg} (\delta_K - \delta) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{C_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

Si l'on porte cette valeur dans l'équation (XVb) on obtient (en négligeant la résistance primaire) l'angle φ_f correspondant

$$\operatorname{tg} \varphi_f = \frac{\sigma}{1-\sigma} \cdot \frac{1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{c_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \operatorname{tg} \delta_K}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{c_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} - \operatorname{tg} \delta_K} - \frac{\operatorname{tg} \delta_K}{1-\sigma}$$

ou, en considérant l'équation (XXI)

$$\operatorname{tg} \varphi_f = \operatorname{tg} \varphi_{\min} + \frac{\sigma}{1-\sigma} \cdot \frac{1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{c_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \operatorname{tg} \delta_K}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{c_{12}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} - \operatorname{tg} \delta_K} \quad (\text{XXII})$$

Puissance mécanique du rotor. — La puissance mécanique du rotor L_r (en chevaux) est, d'une façon générale,

$$L_r = 2\pi n Z \frac{r}{100 \cdot \tau}$$

Si on remplace Z par sa valeur tirée de l'équa-

tion (XIX) et n par sa valeur tirée de l'équation (11a), il vient

$$\begin{aligned} L_r &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n}{f} \cdot \frac{e i_1}{\tau 36} \cdot \left(\frac{i_1}{i_0'} - \sin \varphi \right) \\ &= \frac{c_1}{c_2} \cdot \frac{c_{12}}{c_{21}} \cdot \frac{e i_1}{\tau 36} \left(\frac{i_1}{i_0'} - \sin \varphi \right) \operatorname{tg} (\delta_K - \delta) \quad (\text{XXIII}) \end{aligned}$$

Rendement électrique. — Le rendement électrique est

$$\eta_e = \frac{L_r \tau 36}{e i_1 \cos \varphi} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n}{f} \cdot \frac{\frac{i_1}{i_0'} - \sin \varphi}{\cos \varphi}$$

D'après l'équation (Vb) on a :

$$\frac{i_1}{i_0'} - \sin \varphi = \sin \varphi \left(\frac{1}{\sigma} - 1 \right) - \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{i_0'' w_2}{e} \cos \varphi$$

d'où

$$\begin{aligned} \eta_e &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{1}{\sigma} \left\{ (1-\sigma) \operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg} \delta_K \right\} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n}{f} \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \left\{ \operatorname{tg} \varphi - \operatorname{tg} \varphi_{\min} \right\} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n}{f} \\ &= \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \left\{ \operatorname{tg} \varphi - \operatorname{tg} \varphi_{\min} \right\} \operatorname{tg} (\delta_K - \delta) \quad (\text{XXIV}) \end{aligned}$$

Mais si l'on tient compte que, d'après l'équation (XVa) :

$$\frac{(1-\sigma) \operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg} \delta_K}{\sigma} = -\cotg \delta = \frac{1 + \operatorname{tg} \delta_K \operatorname{tg} (\delta_K - \delta)}{\operatorname{tg} (\delta_K - \delta) - \operatorname{tg} \delta_K}$$

on a aussi

$$\eta_e = \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{21}} \cdot \frac{1 + \operatorname{tg} \delta_K \operatorname{tg} (\delta_K - \delta)}{\operatorname{tg} (\delta_K - \delta) - \operatorname{tg} \delta_K} \cdot \operatorname{tg} (\delta_K - \delta) \quad (\text{XXIVa})$$

Dans cette équation il n'y a qu'une inconnue $\operatorname{tg} (\delta_K - \delta)$ que l'on peut déterminer facilement par le calcul d'après l'équation (XV) ou (XVa) ou graphiquement dans le diagramme de la figure 2.

Il est remarquable que dans cette équation ne figurent que des grandeurs d'angles, de sorte que l'allure de la courbe de rendement reste intacte lorsque nous faisons n'importe quelle modification n'altérant que la grandeur des segments sans modifier leur rapport, c'est-à-dire lorsque tous les vecteurs du diagramme varient suivant la même échelle linéaire.

Comme, d'après l'équation (IIa) $\operatorname{tg} (\delta_K - \delta)$ est une fonction de la vitesse de rotation, le rendement en est aussi une fonction.

En déduisant l'équation (XXIVa) nous avons laissé de côté l'influence de la résistance pri-

maire, de sorte que la valeur trouvée pour n_e peut s'écarter de quelques pour cent de la valeur réelle. Un calcul exact de τ_e donne

$$\begin{aligned}\tau_e &= 1 - \frac{i_1^2 w_1 - i_2^2 w_2}{e i_1 \cos \varphi} \\ &= 1 - \frac{i_1 w_1}{e \cos \varphi} - \frac{i_0'' w_2}{e} \cdot \frac{i_0''^2}{i_0'' i_1 \cos \varphi} \\ &= 1 - \frac{i_1 w_1}{e \cos \varphi} + \operatorname{tg} \delta_K \frac{i_2^2}{i_0'' i_1 \cos \varphi}\end{aligned}$$

Influence de la valeur de σ . — Comme on le voit d'après les équations (Vc) et (XVII), l'intensité du courant primaire et la puissance du moteur diminuent par un angle φ constant, lorsque σ prend des valeurs croissantes. Par contre, d'après les équations (XXI) et (XXII), $\operatorname{tg} \varphi_{\min}$ et $\operatorname{tg} \varphi_r$ croissent avec σ . Il est alors avantageux, dans l'intérêt d'une bonne exploitation, de choisir σ aussi petit que possible dans les conditions normales. Cependant il ne doit pas descendre au-dessous d'une certaine valeur, car il faut obtenir toujours un champ effectivement moteur.

Influence de la résistance secondaire. — Comme cela résulte des équations (Ve) (XXI) et (XXIV), le courant primaire, la puissance maxima et le rendement diminuent avec l'angle δ_K (à condition que ce dernier soit toujours compris entre π et $\frac{\pi}{2}$), les autres conditions restant les mêmes, et $\operatorname{tg} \delta_{\min}$ croît. La puissance mécanique du rotor diminue aussi avec δ_K puisque $\frac{i_1}{i_0}$ diminue (équation XXIII). Comme de son côté δ_K diminue quand w_2 augmente, cette dernière grandeur doit être aussi petite que possible en exploitation normale.

Influence de l'entrefer. — L'équation (XIII) montre que $\operatorname{tg} \delta_K$ est proportionnelle au courant magnétisant i_0'' et aussi à l'entrefer. D'après ce qui précède, il faut, pour une exploitation rationnelle, faire $\operatorname{tg} \delta_K$ aussi petit que possible, par conséquent l'entrefer doit être aussi faible que possible. Pour comparer l'influence d'un entrefer un peu trop grand nécessité par les conditions mécaniques, il faut faire w_2 plus petit, c'est-à-dire mettre plus de cuivre sur le rotor.

Influence de la fréquence. — Dans toutes les équations envisagées, le nombre de tours n ne figure jamais seul, mais toujours sous la forme du rapport $\frac{n}{f}$. Pour chaque état du moteur à

répulsion il n'est donc pas question de sa vitesse absolue, mais du rapport entre celle-ci et la fréquence du courant alternatif employé. Plus est faible la vitesse de rotation que l'on désire, plus doit être faible la fréquence du courant pour un même nombre de pôles du moteur. L'équation (XVI) montre que plus $\frac{n}{f}$ est grand, plus le décalage est petit et meilleur est le fonctionnement du moteur. Naturellement il faut mettre sur le moteur plus de cuivre pour ne pas avoir un courant magnétisant trop considérable correspondant à la fréquence faible, de sorte qu'on est vite limité pour abaisser la valeur de la fréquence.

L'augmentation du cuivre nécessaire aux faibles fréquences est en partie compensée par la diminution du fer nécessaire. En outre, le choix d'une faible fréquence a une influence favorable sur la chute de tension dans les canalisations, avantage qui entre sérieusement en ligne de compte lorsqu'il s'agit de lignes à long développement, comme les chemins de fer. Pour une grande exploitation, il faudra donc mettre sur les moteurs à répulsion le plus de cuivre et le moins de fer possible et choisir en conséquence la fréquence du courant alternatif et la dimension des générateurs et des transformateurs.

Influence de la disposition des encoches ou de la forme de la carcasse. — Comme d'après ce qui précède σ doit être aussi petit que possible, il faut que l'expression

$$\frac{c_{12} c_{21}}{c_{12} c_{22}} v_1 v_2$$

dépendant de la disposition des encoches soit maxima.

Cette expression est maxima lorsque la disposition de l'enroulement du stator est aussi semblable que possible à celle de l'enroulement du rotor, c'est-à-dire lorsque la première est répartie uniformément sur la périphérie de l'armature. Dans ce cas on a approximativement :

$$\frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} = 1$$

et $v_1 v_2$ est maximum.

Les pôles saillants sont encore plus nuisibles dans ces moteurs que dans les autres moteurs monophasés à collecteur.

Régulation de la vitesse et du couple. — 1° Par

variation de la différence de potentiel aux bornes e .

Si l'on modifie e , le courant magnétisant i_0' varie et tous les vecteurs du diagramme varient dans le même rapport (pour une saturation moyenne. Mais comme le couple est proportionnel au produit des deux segments (AB.JB) il varie comme le carré de la différence de potentiel aux bornes. On peut alors régler à volonté le couple en faisant varier la tension au moyen d'un transformateur à rapport variable.

Si le couple reste constant lorsqu'on modifie la différence de potentiel aux bornes, le moteur varie de vitesse jusqu'à ce que le couple soit égal à celui qu'il faut surmonter : on obtient alors immédiatement un réglage de la vitesse :
2° Par modification de la valeur de σ .

Nous avons vu que la puissance du moteur est inversement proportionnelle à la valeur de σ toutes autres conditions restant les mêmes. La variation de σ modifie alors le nombre de tours pour un couple constant ou pour une vitesse de rotation constante; finalement, on peut faire varier en même temps le nombre de tours et le couple.

La modification de σ peut être réalisée de diverses manières : nous allons en indiquer quelques-unes.

a) On varie l'excitation ou le rapport $\frac{1-\alpha}{\alpha}$ en connectant en parallèle sur l'enroulement de champ ou l'enroulement inducteur des résistances réglables non inductives ou inductives (R de la figure 1).

b) On connecte dans le circuit primaire ou dans le circuit secondaire ou dans les deux simultanément des résistances inductives réglables. L'introduction de ces résistances produit exactement le même effet que l'accroissement de la dispersion primaire ou secondaire et a pour conséquence une diminution du produit $v_1 v_2$.

c) Finalement σ peut être modifié aussi par l'introduction de résistances non inductives R dans le circuit primaire ou secondaire.

La première méthode n'est pas rationnelle à cause de la perte d'énergie qu'elle entraîne. Par contre, l'introduction de résistances non inductives dans le circuit secondaire semble n'être pas désavantageux car l'accroissement de la vitesse secondaire fait croître $\lg \delta_K$ et le travail du moteur diminue; il ne se produit pas

dans ce réglage de grande perte d'énergie.

Une partie de ces méthodes de réglage ont été indiquées directement par Atkinson; les autres se déduisent naturellement de ses travaux.

Exemple. — La figure 7 donne un diagramme

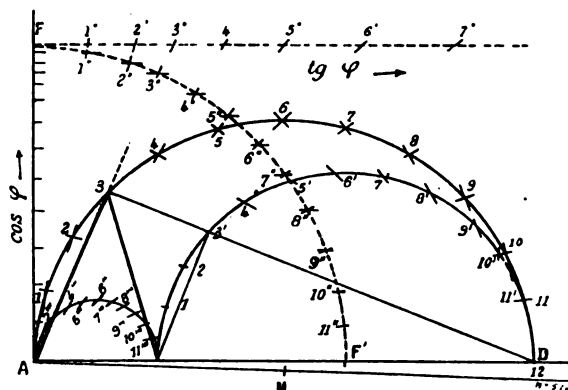


Fig. 7.

du cercle construit avec des proportions répondant à une application pratique. Comme la chute de tension est faible en exploitation normale, on la néglige dans le diagramme. On a pris

$$-\lg \delta_K = 0,03 \quad \sigma = \frac{1}{4};$$

ces deux chiffres déterminent entièrement le diagramme.

Si l'on prend maintenant

$$v_1 v_2 = 0,9 \quad \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{21}} = 1$$

on obtient, en négligeant $\frac{i_0' w_1 i_0'' w_2}{c_2}$,

$$1 - \frac{(1-\alpha)^2 \cdot 0,9}{\alpha^2 + (1-\alpha)^2} = \sigma = \frac{1}{4}$$

d'où

$$\alpha = 0,309 \quad \frac{\alpha}{1-\alpha} = 0,447;$$

le rapport entre les ampères-tours d'excitation et les ampères-tours inducteurs est aussi déterminé. D'après ce qui précède, on a de plus

$$\lg \varphi_{\min} = \frac{0,03}{1-\sigma} = 0,04$$

$$\varphi_{\min} = 2^{\circ}20' \quad \cos \varphi_{\min} = 0,9992$$

La figure 8 représente en coordonnées rectan-

gulaires les grandeurs importantes en pratique, les intensités de courant primaire étant portées en abscisses. Pour faciliter ce développement, le cercle AD de la figure 7 est divisé en 12 parties égales et les points correspondants sont reportés sur l'autre cercle. De cette façon on trouve, par exemple, la vitesse au point 4 en divisant le

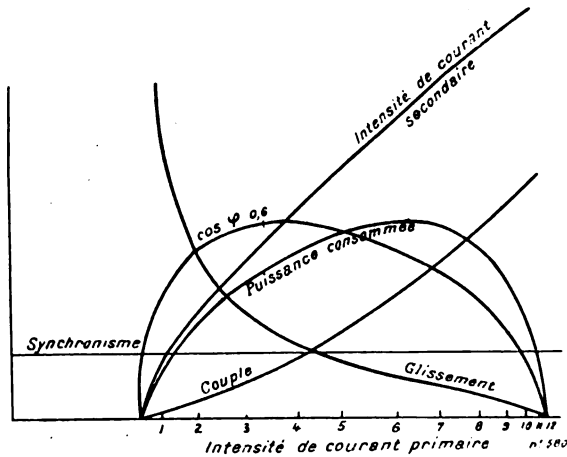


Fig. 8.

segment 33' par 3/C. Le couple en ce point se trouve en multipliant le segment A4 par le segment 4'''4, etc. Pour trouver la valeur de $\cos \varphi$ et de $\tan \varphi$ on décrit avec le rayon AF = 1 l'arc de cercle FF' et on mène l'horizontale FF''. Les valeurs du couple, de l'intensité du courant secondaire, $\frac{n}{f} \cos \varphi$, et la puissance absorbée par le moteur $i_1 \cos \varphi$ correspondant à chaque intensité de courant primaire sont figurées par des courbes. Pour avoir la puissance disponible et le rendement, on admet à la charge normale les valeurs suivantes :

Pour la perte ohmique primaire

$$i_1^2 w_1 = 0,03 e i_1 \cos \varphi$$

Pour les pertes par hystérésis

$$v_h = 0,01 e i_1 \cos \varphi$$

Pour les pertes par frottement

$$v_r = 0,06 e i_1 \cos \varphi$$

La perte par hystérésis a été choisie très faible parce que dans les moteurs à répulsion on doit travailler à faible saturation et à faible fréquence. Pour l'allure des courbes de pertes

par hystérésis et par frottements on a admis que les premières étaient proportionnelles au carré de l'intensité du courant primaire et les secondes à la vitesse de rotation.

Comme $\tan \delta_k = \frac{i_0'' w_2}{e}$ a été pris = 0,03, la perte secondaire pour le courant magnétisant est $i_0'' w_2 = 0,03 i_0 e$. Comme i_0'' est connu sur le diagramme, la valeur de $i_0'' w_2$ est aussi déterminée ; les autres valeurs de la perte de tension secondaire se déduisent en multipliant la valeur de $i_0'' w_2$ par le rapport des carrés des intensités du courant secondaire correspondantes. Pour l'exploitation normale on obtient de cette façon

$$i_2^2 w_2 = 0,0445 e i_1 \cos \varphi$$

Pour simplifier la construction, les segments Be représentent directement les intensités du courant secondaire.

Le rendement pour l'exploitation normale est par conséquent :

$$\eta = 1 - (0,03 + 0,01 + 0,06) = 0,9445 = 0,855$$

De plus on obtient :

Le facteur de charge $\cos \varphi = 0,915$,

$$\frac{n}{f} = 1,74 \quad \text{et} \quad \frac{i_2}{i_0} = 1,45$$

La puissance maxima disponible est

$$I_{r,m} = 1,38 I_{r,norm}$$

et correspond d'après le diagramme à une intensité de courant primaire

$$i_{1,m} = 1,71 i_{norm}$$

Le couple est pour la puissance maxima

$$D_m = 3,08 D_{norm}$$

l'intensité du courant secondaire correspondant

$$i_{2,m} = 1,41 i_{2,norm}$$

le rendement

$$\eta_m = 0,84 ;$$

le facteur de charge

$$\cos \varphi_m = 0,75 \quad \text{et} \quad \frac{n}{f} = 0,8$$

Le rendement maximum est

$$\eta_{max} = 0,875$$

et correspond à un

$$\cos \varphi = 0,855 \text{ pour } \frac{n}{f} = 1,25$$

La puissance maxima absorbée par le moteur est

$$L_{\max} = 1,4 L_{\text{norm}}$$

et correspond à

$$\begin{aligned} i_{1\max} &= 1,83 i_{1\text{norm}} \\ D_{\max} &= 3,05 D_{\text{norm}} \quad i_{2\max} = 1,53 i_{2\text{norm}} \\ \frac{n}{f} &= 0,7 \quad \cos \varphi = 0,7. \end{aligned}$$

On voit sur les courbes que le moteur se comporte assez bien d'une façon générale.

II. MOTEUR A RÉPULSION D'ATKINSON DONT L'ENROULEMENT DE CHAMP EST EN SÉRIE AVEC L'ARMATURE.

Théorie analytique. — Les mêmes considérations que celles précédemment développées montrent que dans ce moteur les forces électromotrices ou chutes de tension suivantes entrent en jeu :

Dans la direction du courant primaire :

$$e \cos \varphi - i_1 w_1 - K_2 i_2 z_2 (1 - \alpha) z_1 \sin \delta = 0 \quad (1)$$

Dans la direction perpendiculaire (en avance) d'où

$$(1 - \cos^2 \delta) \cos^2 \delta = - \frac{\{K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 i_0'' + (e \sin \varphi - i_1 \frac{e}{i_0'}) e\} (e \sin \varphi - i_1 \frac{e}{i_0'}) e}{\{K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 i_0''\}^2} \quad (2b)$$

L'égalité (1a) élevée au carré donne :

$$\begin{aligned} \sin^2 \delta \cos^2 \delta &= (1 - \cos^2 \delta) \cos^2 \delta \\ &= \frac{\{e \cos \varphi - i_1 w_1\} e^2}{\{K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 i_0''\}^2} \quad (1b) \end{aligned}$$

La comparaison entre les équations (1b) et (2b) donne après quelques transformations et en posant :

$$\begin{aligned} i_1^2 &= x^2 + y^2, \quad i_1 \sin \varphi = x, \quad i_1 \cos \varphi = y. \\ x^2 + y^2 \left(\frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2} + 1 - K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 \right) \frac{i_0' i_0''}{e_3} \\ &- 2 x i_0' \left(1 - \frac{1}{2} K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 \frac{i_0' i_0''}{e_3} \right) - \\ &- 2 y i_0' \frac{i_0' w_1}{e} + i_0'^2 = 0 \quad (3) \end{aligned}$$

sur le courant primaire :

$$e \sin \varphi - K_{11} i_1 z_1^2 (1 - \alpha)^2 - K_2 i_2 z_2 (1 - \alpha) z_1 \cos \delta = 0 \quad (2)$$

Dans la direction du courant secondaire :

$$K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \sin \delta - i_2 w_2 + K' n i_2 z_3 z_1 \alpha = 0 \quad (3)$$

Dans la direction perpendiculaire au courant secondaire (en avance) :

$$- K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta - i_2 (K_{22} z_2^2 + K_{11} \alpha^2 z_1^2) = 0 \quad (4)$$

De l'équation (4) on tire :

$$\begin{aligned} i_2 &= - \frac{K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta}{K_{22} z_2^2 + K_{11} \alpha^2 z_1^2} \\ &= - \frac{K_1 i_1 z_1 z_2 (1 - \alpha) \cos \delta i_0''}{e} \quad (4a) \end{aligned}$$

Si l'on porte cette valeur de i_2 dans les équations (1) et (2) on obtient :

$$e \cos \varphi - i_1 w_1 + K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 \frac{i_0''}{e} \sin \delta \cos \delta = 0 \quad (1a)$$

$$e \sin \varphi - i_1 \frac{e}{i_0'} + K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 \frac{i_0''}{e} \cos^2 \delta = 0 \quad (2a)$$

De la dernière équation on tire :

$$\cos^2 \delta = - \frac{(e \sin \varphi - i_1 \frac{e}{i_0'}) e}{K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 i_1 i_0''}$$

nous pouvons écrire :

$$z_2^2 i_0'' = \frac{z_2^2 K_{22} (K_{22} z_1^2 + K_{11} z_1^2 \alpha^2) i_0''}{K_{22} (K_{22} z_1^2 + K_{11} z_1^2 \alpha^2)} = \frac{e v_2^0}{K_{22}} \quad (6)$$

d'où

$$v_2^0 = \frac{K_{22} z_2^3}{K_{22} z_2^2 + K_{11} z_1^2 \alpha^2} \quad (7)$$

est égal au coefficient de dispersion secondaire, causé par l'excitation. D'autre part on a d'après ce qui précède :

$$(1 - \alpha)^2 z_1^2 i_0' = \frac{e}{K_{11}} \quad \text{et} \quad \frac{K_1 K_2}{K_{11} K_{22}} = \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2$$

Si l'on tient compte de cela dans l'équation 5,

on obtient :

$$x^2 + y^2 \left(\frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2} + 1 - \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 v_3^0 \right) - 2 x i_0' \left(1 - \frac{1}{2} \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 v_3^0 \right) - 2 y i_0' \frac{i_0' w_1}{e} + i_0'^2 = 0 \quad (5a)$$

Cette équation représente un cercle en coordonnées rectangulaires.

Posons pour abrégé :

$$1 - \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 v_3^0 = \tau' \quad (6)$$

l'équation (5a) prend la forme :

$$(x^2 + y^2) \left(\frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2} + \tau' \right) - 2 x i_0' \frac{1 + \tau'}{2} - 2 y i_0' \frac{i_0' w_1}{e} + i_0'^2 = 0 \quad (5a)$$

De cette équation, on tire facilement le rayon du cercle :

$$r = \frac{i_0'}{\tau' + \frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2}} \cdot \frac{1 + \tau'}{2} \quad (7)$$

et les coordonnées du centre sont :

$$\left\{ \begin{aligned} x_0 &= \frac{i_0'}{\tau' + \frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2}} \cdot \frac{1 + \tau'}{2} \\ y_0 &= \frac{i_0'}{\tau' + \frac{i_0'^2 w_1^2}{e^2}} \cdot \frac{i_0' w_1}{e} = (r + x_0) \cdot \frac{i_0' w_1}{e} \end{aligned} \right. \quad (7b)$$

La figure 9 donne le diagramme du cercle en tenant compte de la résistance primaire. Pour

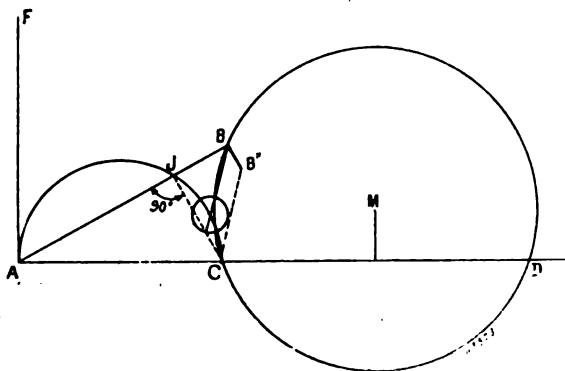


Fig. 9.

permettre une comparaison plus facile avec le premier dispositif d'Atkinson, les constantes du moteur ont été choisies de manière à corres-

pondre à celles de la figure 6, c'est-à-dire que

$$\tau' = 0,4 \quad i_0' = AC \quad \frac{i_0' w_1}{e} = 0,1$$

d'où, d'après les équations (7) et (7a)

$$r = 0,732 AC \quad x_0 = 1,71 AC \quad y_0 = 0,244 AC$$

Courant secondaire. — Le courant secondaire peut être déduit d'une façon absolument identique à celle employée dans le premier moteur Atkinson. Si l'on multiplie l'équation (1) par $\cos \delta$ et l'équation (2) par $\sin \delta$ et qu'on les retranche l'une de l'autre on obtient :

$$i_1 \left(1 - \frac{i_0' w_1}{e} \cotg \delta \right) = - \frac{\cos (\delta + \varphi)}{\sin \delta} \quad (X)$$

Cette équation donne l'angle δ en élevant au point B (fig. 9) une perpendiculaire à AB, en portant sur elle le segment

$$BB'' = i_1 \frac{i_0' w_1}{e}$$

et en joignant

$$B'' \text{ et } C \quad (Xa)$$

Si l'on tient compte de ce que les équations (1) et (2) de ce moteur ne se distinguent des équations correspondantes (1) et (2) du premier moteur qu'en ce que $(1 - \alpha)^2$ remplace α'^2 , on voit tout de suite que la détermination du courant secondaire peut être faite d'une manière absolument identique à celle du cas précédent, en menant par le point B une parallèle à B''C et par C une parallèle à BB''. Le point de rencontre C₁ de ces droites détermine la grandeur et en direction le courant secondaire

$$BC_1 = i_2 \frac{z_2}{z_1 (1 - \alpha)} v_1 \frac{c_{12} c_{11}}{c_{11} c_{11}} \quad (XIIa)$$

On voit que C₁ décrit autour du point C un cercle dont le rayon est égal au $\frac{i_0' w_1}{e_2}$ du rayon du cercle principal.

La figure 10 donne le diagramme du cercle construit en négligeant la résistance primaire. On y a pris

$$v_1 v_2 = 0,9 \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} = 1$$

$$\tau' = \frac{1}{1} \quad K_{22} = K_{11}$$

Il en résulte

$$v_2^0 = 0,833$$

et le rapport entre les ampères-tours excitateurs et les ampères-tours d'armature est

$$\frac{az_1}{z_2} = 0,417$$

Les proportions correspondent au premier dispositif Atkinson de la figure 7.

Vitesse. — Si l'on porte la valeur de i_2 tirée de l'équation (4a) dans l'équation (3), il vient

$$\lg \delta = (K'nz_2z_1x - w_2) \frac{i''_0}{e} \quad (8)$$

Au repos du moteur, c'est-à-dire quand $n = 0$, posons $\delta = \delta_k$; il vient d'après l'équation (8)

$$\lg \delta_k = - \frac{i''_0 w_2}{e}$$

Cette valeur donne avec l'équation (8)

$$\frac{i''_0}{e} K'nz_1z_2x = \lg \delta - \lg \delta_k$$

ou en remplaçant K' par sa valeur :

$$n = \frac{\rho \cdot 10^8}{4c_{10} \cdot \pi z_1 z_2 x} (\lg \delta - \lg \delta_k) \frac{e}{i''_0} \quad (\text{XIIIb})$$

Si dans la figure 10 on décrit un arc de cercle

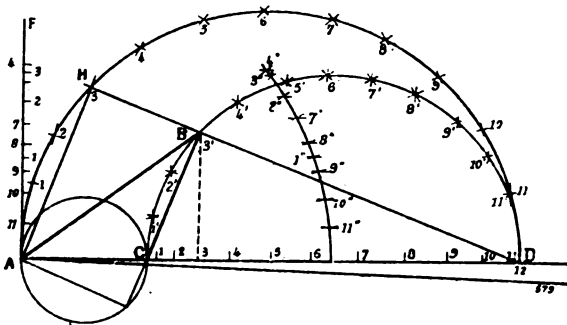


Fig. 10.

sur AD, dont le centre est situé sur une droite passant par A et inclinée de $180 - \delta_k$ sur l'axe des X, et si l'on mène les droites BD et AH, et de A une droite OG perpendiculaire à OD, il résulte de la figure

$$\lg \delta - \lg \delta_k = \frac{BG - HG}{OG} = \frac{BH}{OG} = \frac{BH}{i_1 \cos \delta}$$

L'équation (4a) et l'équation (XIIIa) donnent :

$$\begin{aligned} -i_1 \cos \delta &= i_2 \frac{e}{i''_0} \frac{1}{K_1 z_1 z_2 (1 - \alpha)} \\ &= \frac{1}{v_1} \frac{c_{12} c_{11}}{c_{22} c_{11}} \frac{BG_1}{z_2^2} \frac{e}{i''_0} \frac{1}{K_1} : \end{aligned}$$

Si l'on tient compte de ceci dans l'équation (XIIIb), on trouve

$$\frac{nK'}{K} = \frac{n}{f} \frac{1}{\frac{\pi}{2} \cdot c_{12}} = v_1 \frac{c_{12} c_{22}}{c_{22} c_{11}} \frac{z_2}{z_1} \frac{BH}{HG_1} \quad (\text{XIII c})$$

Courant de court-circuit. — Au point B_K où l'arc de cercle décrit sur AD coupe le demi-cercle décrit sur CD, $BH = 0$: le courant primaire AB_K correspond alors à la position d'immobilité du moteur et représente le courant de court-circuit.

Relation entre δ et φ . — Si l'on multiplie l'équation (1) par $\sin \varphi$ et l'équation (2) par $\cos \varphi$ et qu'on les retranche l'une de l'autre, il vient après quelques transformations :

$$\frac{i_2}{i_1} = - \frac{e}{i''_0} \frac{\cos \varphi - \frac{w_1 i''_0}{e} \sin \varphi}{\cos (\delta + \varphi) K_1 z_1 z_2 (1 - \alpha)}$$

ou, si l'on pose

$$\begin{aligned} \frac{i''_0 w_1}{e} = - \lg \delta'_k \quad \frac{i_2}{i_1} &= - \frac{e}{i''_0 K_1 z_1 z_2 \cos \delta'_k} \cdot \\ &\quad \frac{\cos (\delta'_k - \varphi)}{\cos (\delta'_k + \varphi)} \quad (10) \end{aligned}$$

De cette équation et de l'équation (4a), on tire :

$$\cos (\delta'_k - \varphi) = \cos (\varphi + \delta) \cos \delta \cos \delta'_k \frac{i''_0 i''_0}{e^2} K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2$$

et comme d'après ce qui précède

$$\frac{i''_0 i''_0}{e^2} K_1 K_2 z_1^2 z_2^2 (1 - \alpha)^2 = \frac{c_{12} c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 v_2^0 = 1 - \sigma',$$

on a aussi

$$\cos (\delta'_k - \varphi) = \cos (\varphi + \delta) \cos \delta \cos \delta'_k (1 - \sigma') = 0 \quad (\text{XV a})$$

Energie électrique absorbée par le moteur. — L'énergie électrique absorbée par le moteur est $ei_1 \cos \varphi$ et est par conséquent représentée par la hauteur du point B au-dessus de la base AD.

Cette énergie est évidemment maxima quand B se trouve au-dessus du centre M du cercle décrit sur CD.

Couple. — On trouve ici, de la même manière que dans le cas précédent :

$$z = c_1 \, 0,8 \, \pi \frac{\alpha z_1 z_2 i_2^2}{9,81 \, 10^6 \, \rho \pi r} \quad (\text{XVIII}a)$$

Le couple est donc dans ce cas, si l'on néglige la résistance primaire (fig. 9) proportionnel au segment CB''.

Des équations (4a) et (2a) on tire :

$$i_2^2 = \frac{K_1}{K_2} \frac{i_0''}{i_0'} i_1 (i_1 - i_0 \sin \varphi) = \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{21}} \frac{i_0''}{i_0'} (i_1 - i_0 \sin \varphi) \quad (11)$$

Cette valeur portée dans l'équation (XVIIIa) donne

$$Z = c_1 \, 0,8 \, \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{21}} \frac{i_0''}{i_0'} \frac{\alpha z_1 z_2}{9,81 \, 10^6 \, \rho r} i_1 (i_1 - i_0' \sin \varphi) \quad (\text{XIX}a)$$

Comme

$$i_1 (i_1 - i_0' \sin \varphi) = AB \cdot JB$$

le couple est représenté graphiquement d'une façon exactement semblable à celle du montage Atkinson 1.

Si l'on multiplie et qu'on divise cette équation par z_2 et qu'on tienne compte de l'équation (6), il vient :

$$Z = \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{22}} v_2 v_2^0 \frac{(1-\alpha) z_1}{z_2} \frac{c_1}{c_2 c_{21}} \frac{\alpha}{\pi} \cdot 100 \cdot \frac{\alpha}{1-\pi} \cdot \frac{i_1 \left(\frac{i_1}{i_0'} - \sin \varphi \right)}{e \frac{2\pi f 9,81 r}{c_2 c_{22}}} \quad (\text{XIX}e)$$

Cette expression est identique jusqu'au facteur

$$\frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{22}} v_2 v_2^0 \frac{(1-\alpha) z_1}{z_2}$$

à l'expression correspondante trouvée pour le premier montage. Comme

$$v_2 v_2^0 \frac{(1-\alpha) z_1}{z_2}$$

est toujours plus petit que l'unité et que $\frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{22}}$ est approximativement égal à l'unité, il est facile de voir que pour une même intensité de courant primaire et un même $\cos \varphi$ le couple du second

moteur est sensiblement plus faible que celui du premier moteur. Pour la pratique ce moteur doit donc être à peine employable.

Vitesse maxima. — Comme le couple est proportionnel à i_2^2 , le couple est nul pour $i_2 = 0$. La vitesse maxima théorique correspond donc à $i_2 = 0$ et par conséquent à $HC_1 = 0$. De l'équation (XIIIc) il résulte que dans ce cas $n = \infty$. Donc malgré la similitude de ce moteur avec le moteur d'induction ordinaire, il peut théoriquement atteindre une vitesse infiniment grande.

Décalage minimum. — Le décalage minimum a lieu, si l'on néglige la résistance primaire, lorsque le vecteur de l'intensité du courant primaire est tangent au cercle décrit sur CD. La figure 10 montre qu'alors

$$\cos \varphi_{\min} = \frac{\frac{CD}{2}}{AC + \frac{CD}{2}} = \frac{1-\sigma'}{1+\sigma'} \quad (\text{XXI}b)$$

c'est-à-dire exactement la même expression que dans le moteur d'induction ; cependant ici σ' a une valeur beaucoup plus considérable que dans le moteur d'induction.

Puissance mécanique absorbée par le rotor. — La puissance mécanique absorbée par le rotor est

$$L_r = \frac{e i_1 \cos \varphi - i_1^2 w_1 - i_2^2 w_2}{736} \quad (\text{XXIII}a)$$

Le rendement électrique est donc

$$\eta_e = 1 - \frac{i_1 w_1}{e \cos \varphi} - \frac{i_2^2 w_2}{e i_1 \cos \varphi} \quad (\text{XXIV}e)$$

La figure 11 donne, en coordonnées rectangulaires, les courbes correspondant à celles de la figure 8, relatives au $\cos \varphi$, au couple, etc., considérés comme fonction de l'intensité primaire.

Pour permettre une comparaison plus facile entre les deux sortes de montage la division du cercle a été faite de la même manière dans les deux figures.

Dans les deux figures le rapport $\frac{BH}{HC}$ reste toujours le même pour les points correspondants et l'échelle d'une des figures s'applique à l'autre. La figure 11 montre bien le mauvais $\cos \varphi$ du dispositif de la figure 2 ; alors que le facteur de charge peut atteindre théoriquement dans le

premier montage la valeur 0,99, la valeur maxima est 0,6 dans le second montage. Pour une exploitation normale, le dernier montage ne doit donc pas être envisagé. Par contre, pour le même couple, ce dispositif permet d'obtenir une vitesse

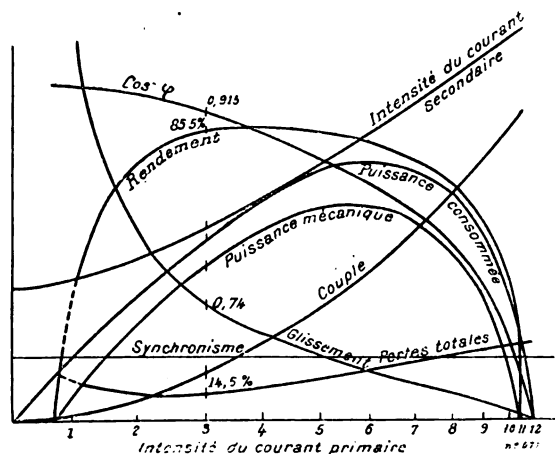


Fig. 11.

de rotation beaucoup plus faible que le premier. On peut donc, pour diminuer la vitesse de rotation, employer au lieu de résistances ou de transformateurs, un dispositif permettant de passer, pour le même moteur, du montage 1 au montage 2.

O. A.

Choix de la vitesse des moteurs électriques à courants continu ou alternatif, suivant la nature du courant adopté. H.-M. Hobart. *The Electrician*, 11 mars 1904, p. 814.

Dans cette intéressante étude, l'auteur revient une fois de plus sur la comparaison des moteurs à courant continu et des moteurs à courants polyphasés ; toutefois, cette comparaison, présentée pour des séries de moteurs d'une puissance donnée, mais avec vitesses différentes, de façon à déterminer quelles vitesses doivent être employées, présente un certain intérêt.

M. Hobart a pris, comme puissance des moteurs à comparer, 150 chevaux. Les moteurs à courant continu étudiés ont des vitesses variant de 68 à 1224 tours par minute, ceux à courants polyphasés sont de deux fréquences différentes, 21 périodes par seconde pour les moteurs à faibles vitesses angulaires, 68 à 612 tours par minute, et 63 pour ceux à plus grande vitesse, 612 à 1224 tours par minute. Bien que l'auteur n'ait pas eu pour but d'étudier la question de

la fréquence, son choix de deux fréquences différentes était nécessaire, l'emploi de faible fréquence pour les grandes vitesses angulaires et de grande fréquence pour les petites étant impraticable.

Les vues générales des 11 moteurs étudiés sont représentées sur les figures 1 à 11, et les principales données et constantes sont résumées dans les tableaux I et II.

Le prix de revient des moteurs est établi en admettant qu'il est proportionnel à la surface développée de l'induit, y compris les enroulements supposés rabattus dans les plans tangents, c'est-à-dire au produit DL. Autrement dit, la longueur L de l'induit est prise égale à la longueur de la partie rectiligne des conducteurs ou largeur totale du fer induit λ_i , augmentée d'une longueur égale à 0,7 du pas polaire a . On prendra donc

$$L = \lambda_i + 0,7 a$$

Les coefficients de proportionnalité K_c (continu) et K_a (alternatifs) par lesquels il faut multiplier le produit DL ne sont évidemment pas les mêmes pour les deux genres de moteurs. M. Hobart a déduit de nombreuses données qui lui ont été fournies par quatre constructeurs que le coefficient K_c est environ 50 p. 100 plus grand que le coefficient K_a . Le prix de 1,25 fr par unité du produit $D \times L$ a été adopté pour le courant continu, quoique ce prix varie en général beaucoup suivant les constructeurs. Ce chiffre conduit à 0,84 fr pour prix par unité du produit DL pour les moteurs asynchrones. En réalité, ce chiffre est une moyenne, il faudrait prendre 0,95 fr, pour les moteurs à induit enroulé pour faciliter l'introduction des résistances de démarrage et 0,75 fr pour ceux à induit en cage d'écureuil.

Les comparaisons étant d'ailleurs relatives, les prix indiqués ainsi n'ont aucune prétention à l'exactitude comme prix absolus.

Nous laissons au lecteur le soin de tirer des chiffres des deux tableaux les conclusions qu'on peut en déduire, nous dirons simplement que l'emploi des moteurs à courant continu est défavorable avec les grandes vitesses, tant à cause l'énorme vitesse périphérique du collecteur que des difficultés de la commutation. On voit aussi que tandis que les proportions des moteurs asynchrones s'améliorent lorsque la vitesse aug-

TABLEAU 1. — Moteurs de 150 chevaux à courant continu.

	350 × 361	350 × 360	350 × 363	350 × 362	350 × 364
Puissance absorbée (volts-ampères)	126,7	126	121,3	126,8	127,8
— (kilowatts)	68	20½	61½	817	122½
Vitesse angulaire	8	8	6	6	4
Nombre de pôles	4,55	13,6	30,6	40,9	40,9
Fréquence					
Nature du métal du circuit magnétique inducteur			acier coulé.		
Dimensions des pièces polaires en cm.	48 × 40	15 × 40	12 × 34	12,5 × 30,5	14 × 29,8
Rapport de l'arc polaire au pas polaire	0,692	0,692	0,640	0,640	0,640
Section des noyaux polaires en cm	1 020	347	270	255	255
Forme de la section des noyaux	circulaire.			elliptique.	
Hauteur des noyaux polaires en cm	25	25	25	25	25
Diamètre extérieur de la carcasse en cm.	225	212,2	165	154,6	124
Largeur de la carcasse en cm	48	35	30	50	30,5
Épaisseur de la carcasse en cm	12	5,6	5	4,8	4,5
Flux dans les induct. en méga-maxwells	15,5	5,22	4,16	3,91	3,91
Coefficient d'Hopkinson	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Induction dans la carcasse	13 400	13 400	14 000	13 700	14 200
— dans les noyaux	15 200	15 200	15 400	15 300	15 300
— dans les pièces polaires	6 700	7 250	8 500	8 580	7 800
Ampère-tours induct. en pleine charge	6 000	6 000	6 000	6 000	6 000
Entrefer en mm	5	5	5	5	5
Diamètre extérieur de l'induit en cm.	146	146	100	90	60
Vitesse périphérique en m : s	5,2	15,6	32	38,5	38,5
Largeur du fer induit en cm	48	15	12	12,5	14
Nombre de divisions du noyau	9	(deux parties séparées par 1 cm).			
Largeur utile du fer induit en cm.	36	12,6	10	10,3	11,6
Hauteur radiale des tôles induites, en dehors des dents, en cm	20	20	19	18	15,5
Nombre de rainures	22½	22½	120	16	64
Dimensions des rainures en mm.	30 × 11,8	30 × 11,8	30 × 10,4	30 × 10,4	30 × 12,4
Nombre de conducteurs par rainure	10	10	8	8	8
Dimensions des conducteurs en mm.	10,5 × 1,4	10,5 × 1,5	10,5 × 1,5	10,5 × 1,4	10,5 × 1,8
Densité de courant dans l'induit en amp. : mm²	3,3	3,28	4,11	4,1	4,82
Nombre de circuits en parallèle sous les balais	8	8	6	4	4
Épaisseur des isolants entre cuivre et fer en mm.	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
Facteur d'utilisation des rainures	0,386	0,386	0,378	0,378	0,405
Ampères conducteurs par pôle	12 640	12 600	9 700	7 720	11 640
Longueur moyenne d'une spire de l'induit en cm.	240	180	150	138	138
Flux dans l'induit en charge	12,9	4,35	3,47	3,26	3,26
Induction dans les dents (apparente)	21 100	20 400	17 600	16 400	18 100
Induction au-dessous des rainures	8 800	8 600	8 450	8 800	9 050
Voltage de réactance en charge	1,3	1,76	2,44	2,4	2,4
Nombre de lames au collect. et de sect.	1 120	1 120	480	384	256
Diamètre du collecteur en cm.	140	140	56	45	30
Largeur du collecteur en cm.	12	12	24	30	45
Largeur périphérique des lames en cm.	3,93	3,93	3,68	3,68	3,68
Tension moyenne entre deux lames	2,5	2,5	4,38	5,46	5,46
Ampères par cm² de surface d'appui	3,75	3,75	3,75	3,75	3,75
Vitesse périphérique en m : s	5	15,1	18	19,3	19,3
Largeur de l'arc de contact des balais	2	2	2	2	2
Pertes dans le fer induit en watts	3 150	3 200	4 200	3 800	2 300
Pertes dans le cuivre induit	8 000	6 000	3 580	2 660	3 150
Pertes Rl² aux balais	580	580	580	580	580
Pertes par frottement des balais	320	940	1 120	1 160	1 160
Pertes par frottement dans les coussinets	1 000	2 200	5 000	5 800	8 000
Pertes dans l'inducteur shunt	1 600	1 070	830	820	620
Pertes totales	14 650	13 990	15 310	14 820	15 810
Rendement en pleine charge	88,4	89	88	88,3	87,6
Rendement en 1/2 charge	87	86	82,1	81,9	81
Watts pour dm² de surface périphérique de l'induit	27,5	36,2	49,5	48,5	61
Watts pour dm² de surface périphérique du collecteur	17	28,6	40	41	41
Watts pour dm² de surface d'enroulement inducteur	6	6,05	6,2	6,26	7,05

Poids et prix de revient.	Poids du fer induit en kilos	2 275	800	415	340	195
	— du cuivre induit	328	246	94	69	59
	— du cuivre du collecteur	235	235	190	190	190
	— du cuivre inducteur	406	245	175	169	100
	— des pièces polaires	243	77	40	36	26
	— des noyaux	1 760	555	323	306	204
	— de la carcasse	3 050	1 040	600	530	410
	— total des matériaux actifs	8 297	3 148	1 837	1 660	1 184
	Prix du cuivre (2 fr 52 le kilo)	2 450	1 825	1 160	1 060	883
	Prix des tôles (0 fr 76 le kilo) y compris déchets et découpage des disques	1 890	662	315	284	164
	Prix de l'acier (0 fr 40 le kilo)	2 420	800	460	416	309
	Prix net des matériaux actifs	6 760	3 287	1 935	1 760	1 356
	Prix net des matériaux actifs par chev.	45	22	12,90	11,70	9,10
	Prix de revient par cheval (proportionnel à $D \times L$)	108,3	68	40,70	34,3	24,3
	Rapport des deux derniers prix	0,415	0,325	0,310	0,345	0,384

TABLEAU II. — *Moteurs asynchrones triphasés de 150 chevaux.*

Inducteurs.	Puissance absorbée, en charge, en kilowatts	130	125,8	123,8	124	122,8	122
	Puissance apparente en volts-ampères par phase	350 × 142	350 × 135	350 × 129	350 × 140	350 × 138	350 × 139
	Puissance apparente en kilovolts-ampères	149	141,5	135,5	147,5	144,8	142,5
	Montage de l'inducteur	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	Composante énergétique du courant par phase	123	120	118	117	117	116
	Vitesse au synchronisme en t : m	70	210	630	630	940	1260
	Nombre de pôles	36	12	4	12	8	6
	Fréquence	21	21	21	63	63	63
	Diamètre extérieur de l'inducteur en cm.	318,2	132,4	84,1	114,8	85,8	70,8
	Diamètre de l'inducteur dans l'entrefer en cm.	292,3	107,4	51,1	90,4	60,4	45,4
	Entrefer (δ) en mm.	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8
	Pas polaire (a) en cm.	25,6	28,2	40	23,7	23,7	23,7
	Largeur totale du fer inducteur en cm.	16,7	48	48	20	30	43
	Nombre de divisions du noyau	1	4	4	2	3	4
	Largeur utile du fer inducteur (L) en cm.	15	40	40	17,1	25,2	36
	Rapport $\frac{L}{a}$	0,585	1,42	1	0,72	1,07	1,52
	Hauteur radiale des tôles, en dehors des dents, en cm.	9,9	9,5	13,5	9,5	9,5	9,5
	Nombre d'encoches par pôle et phase	4	4	6	3	3	3
	Nombre de conducteurs par encoche	4	6	6	6	6	6
	Dimensions des encoches en mm.	34 × 14,3	30 × 13,8	35 × 15,5	32 × 17,5	32 × 17,5	32 × 17,5
	Ouverture des encoches dans l'entrefer en mm.	4,3	5,7	9	8	8	8
	Dimensions des conducteurs de l'inducteur en mm	5 × 12,7	4,5 × 10,5	3,5 × 13	4 × 11,2	4 × 11,2	4 × 11,2
	Dimensions des conducteurs isolés	5,5 × 13,2	5 × 11	4 × 13,5	4,5 × 11,7	4,5 × 11,7	4,5 × 11,7
	Densité de courant en charge dans ces conducteurs en amp. : mm ²	2,62	3,77	3,34	3,14	3,12	3,06
	Montage des conducteurs par phase	série.					
	Longueur moyenne d'un conducteur en cm.	51,5	80	95,5	50,5	58,5	69,5
	Flux par pôle en mégamaxwells (pour force-électro-motrice = 340 volts)	1,35	2,14	5,35	1,19	1,78	2,38
	Section du noyau dans les dents en cm ²	142	350	520	162	239	342
	Induction dans le noyau	4 750	4 250	5 150	3 660	3 750	3 490
	Induction maxima dans les dents à la partie la plus étroite	17 900	17 900	17 900	14 700	15 000	14 000

		Calcul du courant magnétisant.					
		0,8	0,7	0,6	0,7	0,7	0,7
Rendement.	Rapport de la surface du fer inducteur par pôle à la surface théorique dans l'entrefer	0,8	0,7	0,6	0,7	0,7	0,7
	Rapport de la surface du fer induit par pôle à la surface théorique dans l'entrefer	0,8	0,7	0,6	0,7	0,7	0,7
	Moyenne de ces deux rapports	0,8	0,7	0,6	0,7	0,7	0,7
	Surface par pôle en cm ²	308	790	960	284	447	565
	Surface apparente (surface par pôle $\times 1,15$)	354	910	1 100	326	515	685
	Induction moyenne dans l'entrefer	3 810	3 560	4 850	3 650	3 480	3 470
	Induction maxima	6 460	6 000	8 200	6 200	5 900	5 850
	Ampèretours pour l'entrefer	920	850	1 170	890	845	840
	Ampèretours inducteurs par pôle	1 080	1 000	1 420	1 050	980	960
	Courant magnétisant maximum	67,5	50	39,5	58,5	54,5	53,5
	Courant magnétisant efficace	48	35,4	28	41,5	38,5	37,8
	Rapport du courant magnétisant au courant en charge	0,34	0,262	0,217	0,296	0,279	0,278
	Constante de Behrend (c)	10,8	10,2	10,5	13	11,9	11,2
	Coefficient de dispersion (formule de Behrend) $\sigma = c \frac{\delta}{a}$	0,075	0,0645	0,0405	0,098	0,090	0,085
Poids et prix de revient.	Fact. de puiss. max. donné par $\frac{1}{1+2\sigma}$	0,87	0,886	0,915	0,84	0,848	0,855
	Pertes dans le fer inducteur en watt s	2 100	2 000	1 800	1 800	2 100	2,300
	Pertes dans le fer induit	420	400	360	360	420	460
	Pertes dans le cuivre inducteur	6 500	4 500	3 500	3 500	2 250	1 930
	Pertes dans le cuivre induit	8 100	5 300	4 100	4 000	3 350	2 900
	Pertes par frottement	1 200	1 600	2 000	2 000	2 200	2 400
	Pertes totales	18 320	13 800	11 760	11 660	10 320	9 990
	Rendement en pleine charge	0,86	0,89	0,905	0,905	0,903	0,918
	Poids du fer inducteur en kilos	1 400	1 500	1 100	520	570	640
	Poids du fer induit	1 000	1 000	500	330	320	320
	Poids du cuivre inducteur	415	240	140	127	102	89
	Poids du cuivre induit	285	170	100	88	60	52
	Prix du fer (0 fr 76 le kilo y compris déchets et découpage)	1 815	1 890	1 210	644	1 075	1 080
	Prix du cuivre (2 fr 52 le kilo)	1 765	1 032	606	543	668	725
	Prix net des matériaux actifs	3 580	2 922	1 816	1 187	1 743	1 805
	Prix des matériaux actifs par cheval	23,9	19,5	12,10	7,80	7,20	7,20
	Prix de revient par cheval (proportionnel à $D \times L$)	56,3	40,05	21,90	18,50	15,70	15,30
	Rapport de ces deux derniers prix	0,42	0,48	0,55	0,43	0,40	0,47

mente, celles des moteurs à courant continu sont de moins en moins satisfaisantes, ce qui montre que, pour ceux-ci, la considération de la vitesse doit entrer en ligne de compte lorsque les circonstances le permettent.

Bien que cette influence contraire de l'augmentation de vitesse ait été déjà établie nettement, M. Hobart croit nécessaire d'insister plus particulièrement au point de vue du prix de revient ; il pense que le facteur le plus commode pour la comparaison est le rapport de la largeur du fer induit de la machine au pas polaire ; ce rapport, en effet, intervient dans le calcul du prix de revient puisque la longueur axiale L de la machine en dépend, ainsi que dans le calcul de la constante de Behrend, comme M. Ho-

bart l'a établi dans une étude antérieure ⁽¹⁾.

On remarquera que pour tous les moteurs asynchrones, l'auteur a adopté un entrefer commun de 1,8 mm, ceci n'est évidemment pas en accord avec la pratique actuelle puisqu'on peut, surtout pour les moteurs à vitesse angulaire assez grande, employer des entrefers beaucoup plus petits. C'est uniquement pour éviter toute discussion sur les entrefers les plus convenables que M. Hobart s'est placé dans un cas défavorable aux moteurs asynchrones à grande vitesse, leur supériorité étant encore suffisamment établie.

En ce qui concerne le nombre de pôles des

⁽¹⁾ Voir *L'Éclairage Électrique*, t. XXXIX, p. 99.

moteurs à courant continu, M. Hobart pense que, pour des vitesses comprises dans le rapport de 1 à 4, il est plus pratique pour des moteurs de même puissance d'adopter le même nombre de pôles, mais que cette hypothèse ne pouvait être faite dans les cas étudiés où les vitesses varient dans le rapport de 1 à 18.

En terminant, l'auteur fait remarquer qu'il est intéressant d'établir aussi les prix de revient

par une autre méthode que celle employée dans les tableaux I et II. Il propose de déterminer le prix des matériaux actifs d'un part et le prix des matériaux non actifs indépendamment d'autre part. Ce dernier prix peut être déduit de l'étude des prix de revient d'un nombre suffisant de machines de même diamètre, mais de longueurs différentes, de façon à en déduire par l'extrapolation, le prix correspondant à une

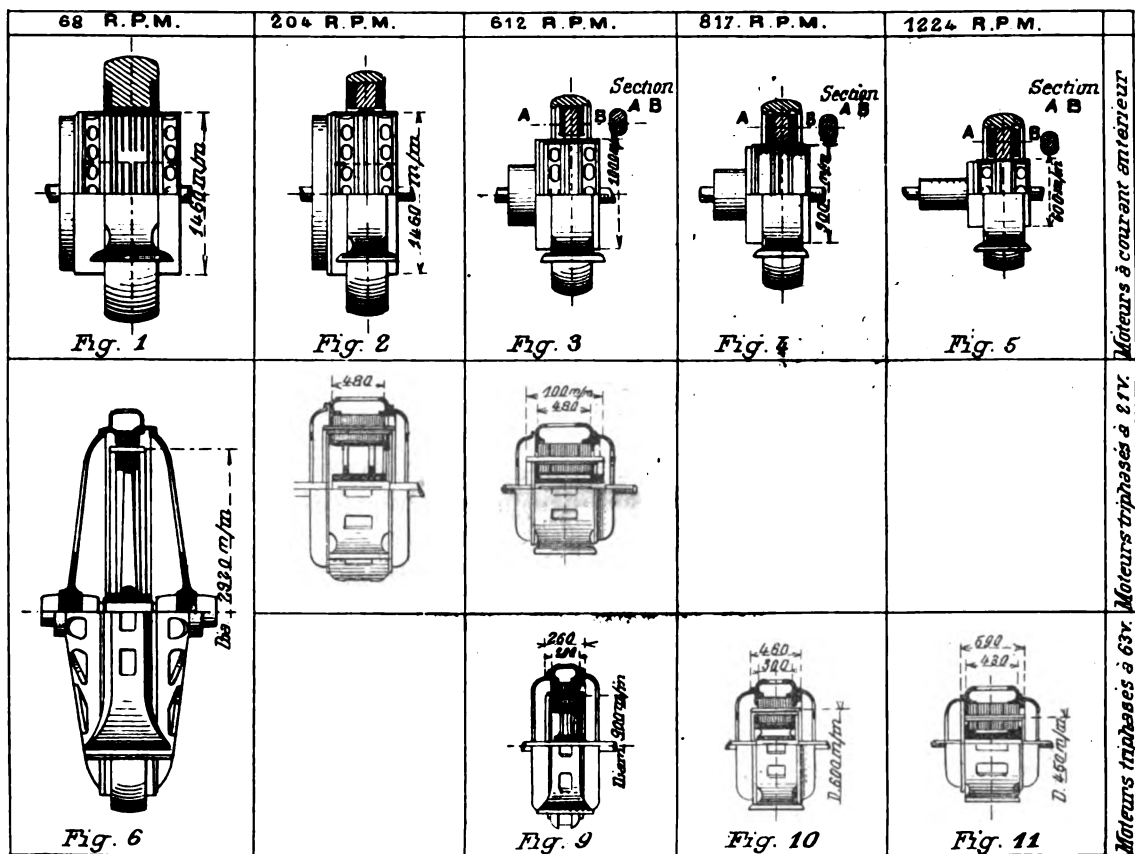


Fig. 1 à 11.

machine de largeur nulle et qui correspond, par suite, au prix des matériaux non actifs. Ce travail a été fait récemment par M. Hobart⁽¹⁾, qui a pu établir que ce prix, pour une armature de longueur nulle, était approximativement égal à $0,079 D_1^2$ fr, si D_1 est le diamètre extérieur de la carcasse en centimètres. Si on y ajoute le prix des matériaux non effectifs pour une largeur nette du fer induit λ_n par la formule $0,227 D_1 \times \lambda_n$, on obtient le prix des maté-

riaux non actifs, y compris la main-d'œuvre.

En appliquant cette règle aux moteurs des tableaux I et II, on obtient, pour les moteurs à courant continu et en y ajoutant le prix des matériaux actifs, les chiffres suivants en francs.

15 000 9 660 7 140 3 630

au lieu de

16 250 10 150 5 140 3 550

obtenus en ajoutant ceux correspondant au tableau I.

(1) Voir *Elektrotechnische Zeitschrift*, N° 40, 1903.

Avec les moteurs asynchrones, le prix des matériaux non actifs, pour une machine de largeur nulle, peut être regardé comme égal à $0,053 D_1^2$ et le coût complémentaire pour une largeur utile λ_n de $0,151 D_1 \lambda_n$.

On obtient ainsi les chiffres suivants

16 650 6 200 3 640 3 360 2 650 2 560

au lieu de

8 450 6 120 3 290 2 770 2 360 2 290

Ces résultats sont assez comparables, sauf pour le premier moteur qui correspond à une machine complètement anormale et pour laquelle la valeur du tableau I est, en réalité, trop faible tandis que celle obtenue par la seconde règle est un peu trop grande.

Les conclusions de M. Hobart sont les suivantes :

1° Les moteurs d'induction sont, pour toutes les puissances, beaucoup meilleur marché que les moteurs à courant continu à constantes égales ;

2° Les propriétés et la construction de moteurs asynchrones s'améliorent rapidement lorsque la vitesse angulaire augmente ;

3° Les propriétés et la construction des moteurs à courant continu s'améliorent rapidement lorsque la vitesse angulaire diminue ;

4° L'emploi de moteurs asynchrones à faible vitesse angulaire et celui de moteurs à courant continu à grande vitesse angulaire doit être évité, quoique ces moteurs soient commercialement réalisables.

Ces conclusions ne sont pas nouvelles, mais elles doivent être prises beaucoup plus largement en considération pour l'établissement d'une transmission rationnelle de l'énergie.

C. F.-G.

TRANSMISSION ET DISTRIBUTION

La protection des canalisations électriques.
G. Sattler. *Electrotechnische Rundschau*, 1^{er} et 15 février.

Par suite de l'extension extraordinaire qu'a pris l'électricité pendant ces dernières années, la question de la protection et de l'isolement des canalisations est devenue extrêmement importante. Il n'y a pas que les grandes villes où l'on emploie l'énergie électrique pour action-

ner des machines de toutes sortes et assurer l'éclairage public et privé ; les petites villes, les villages et la campagne même ont recours au moteur et à la lumière électriques : il est donc plus nécessaire que jamais de prendre des précautions contre les dangers d'un contact accidentel et d'amoindrir les effets nuisibles des canalisations. Il faut veiller au bon isolement et à l'excellent montage des conducteurs, aussi bien pour les lignes aériennes que pour les câbles souterrains. Les canalisations des différentes espèces doivent être protégées contre les influences destructives extérieures, aussi bien que contre la chute, la torsion, l'extension et la rupture des fils. Le montage doit être fait de telle manière qu'un contact entre canalisation à haute et basse tension soit absolument impossible. De plus, il faut protéger les lignes de toutes sortes contre les coups de foudre.

La protection des canalisations joue un rôle essentiel dans les croisements de conducteurs à haute tension avec des conducteurs à basse tension (ligne téléphonique ou télégraphique). Il existe un grand nombre de prescriptions édictées par les autorités et auxquelles on doit se conformer scrupuleusement : il en est de même aux croisements de canalisations à forte intensité ou à haute tension avec des chemins de fer ou des routes. De même les installations de tramways électriques doivent être parfaitement mises à l'abri d'un contact accidentel avec les lignes parallèles ou transversales.

La résistance des mâts qui servent à supporter les canalisations aériennes doit être calculée avec le plus grand soin en se plaçant dans les circonstances défavorables. Ces mâts doivent pouvoir supporter sans être brisés ou déracinés, la rupture de tous les fils situés d'un même côté, que pourrait occasionner, par exemple, un incendie. Ils doivent être enfoncés à une profondeur suffisante dans le sol et être soutenus si c'est nécessaire, par des supports ou par des haubans : cette profondeur doit atteindre en général 1,50 m à 2 m. Il est avantageux dans beaucoup de cas d'entourer le pied du mât d'un massif de béton : un autre dispositif consiste à recouvrir la partie enterrée de tôles qui dépassent le sol. Les mâts en bois sont surtout employés pour la canalisation à faible intensité : fréquemment dans les installations à fortes intensités et à haute tension, on adopte les mâts ou les

pylônes en fer. Il en est de même pour les installations de tramways où les supports doivent présenter une très grande solidité et une résistance considérable à la flexion ; dans ce cas particulier on emploie généralement des mâts tubulaires.

Le dispositif le plus simple adopté pour la protection contre la chute des conducteurs et contre les dangers d'un contact avec les fils tombés, consiste à disposer au-dessous des fils des filets de protection. La construction de ces derniers est en général très simple et toujours pareille : on les emploie dans les croisements entre les lignes à forte intensité et les canalisations d'autres espèces. Les filets sont faits en fils de fer galvanisés supportés par des bras fixés aux mâts : ils doivent être placés à 1 m ou 1,50 m au-dessous des canalisations et dépasser chaque côté de 50 à 60 cm.

Si l'on veut obtenir une protection plus parfaite, on peut disposer le filet non seulement au-dessous des canalisations à forte intensité ou à haute tension, mais tout autour, ou bien des deux côtés de ces dernières. Les filets sont isolés ou mis à la terre : cette dernière manière de faire est bien préférable et doit être toujours employée, car la chute d'un fil provoque alors un court-circuit à la terre qui fait sauter les fusibles ou les disjoncteurs de la station centrale et rend ainsi le conducteur inoffensif. Les croisements entre les canalisations de transport de force et les lignes téléphoniques ou télégraphiques doivent être, d'après le règlement, munis de filets mis à la terre, et l'angle entre les deux lignes doit être autant que possible voisin de 90° .

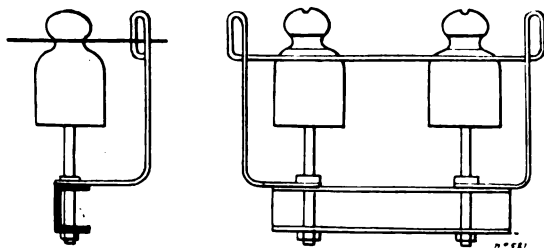


Fig. 1.

Pour assurer la sécurité des routes, on ne doit jamais établir parallèlement à elles de canalisation à haute tension ; ces dernières doivent passer autant que possible en plein champ. Si l'on

emploie pour supporter les isolateurs à haute tension des mâts en fer, il faut disposer autour du fil un petit bras métallique en forme de boucle pour le mettre à la terre en cas de rupture (fig. 1 et 2). Si les isolateurs sont supérieurs

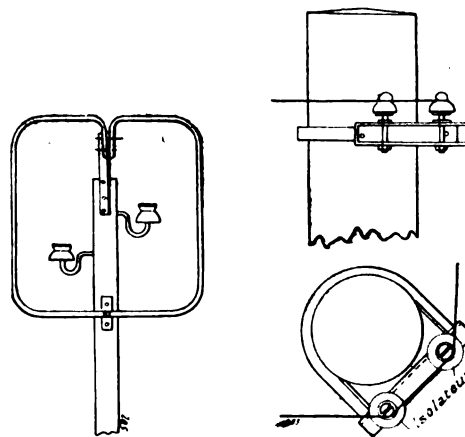


Fig. 2 et 3.

tés par des mâts en bois, le bras métallique doit être relié par un fil à la terre ou au parafoudre. Lorsque la ligne fait un angle aigu, il faut placer non pas un isolateur, mais deux, pour obtenir une solidité suffisante contre le cisaillement (fig. 3).

Dans les lignes de tramways, on peut employer des interrupteurs automatiques (fig. 4) qui

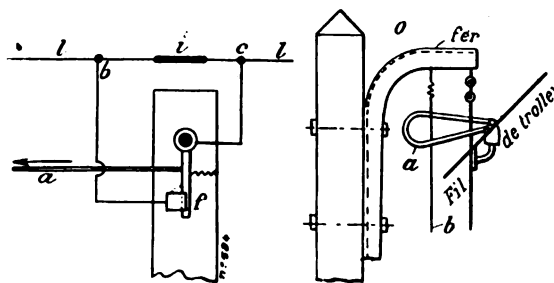


Fig. 4 et 5.

couper le courant lorsqu'un fil a été rompu, par suite de l'action du ressort f que n'équilibre plus la tension du fil a . Dans les essais de traction sur la ligne Berlin-Zossen, les fils de trôlet de 12 000 à 14 000 volts portaient une boucle a dans laquelle passait un fil b mis à la terre.

Avec ce dispositif, lorsqu'une rupture se produit sur la ligne, la boucle tourne par suite de la traction de la partie non rompue du fil, et un

contact s'établit avec la terre par l'intermédiaire du fil *b*.

Toutes lignes télégraphiques et téléphoniques doivent, chaque fois qu'elles sont parallèles sur une certaine longueur aux lignes à forte intensité, être placées à une certaine distance fixée par les autorités. Les lignes parallèles à un fil de trôlet peuvent être préservées contre un contact accidentel par l'emploi de réglettes de bois ou d'une bande isolante placées sur le fil (fig. 6

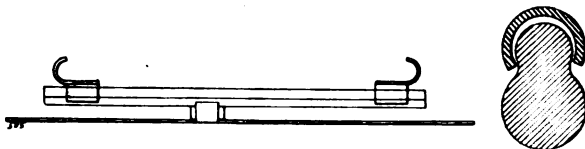


Fig. 6 et 7.

et 7); ce dernier dispositif est facile à réaliser, car il suffit de fendre un tube de caoutchouc suivant une génératrice et de le placer sur le fil.

Pour éviter l'emploi de filets dont l'aspect est disgracieux et qui, en cas de réparations ou de chute de neige, présentent de graves inconvénients, on a proposé de constituer ces lignes par des tronçons de fil suspendus entre deux crochets inclinés vers le bas et portés par des

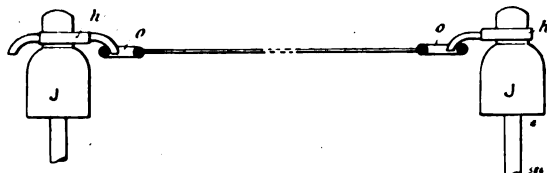


Fig. 8.

isolateurs (fig. 8). Le fil est maintenu en place par sa tension et, en cas de rupture, les deux bouts tombent d'eux-mêmes par terre.

Le dispositif de la figure 9 a été aussi imaginé pour éviter la chute des fils en cas de rupture et donne de très bons résultats : le fil d'acier *D* supporte en plusieurs points le fil de cuivre et repose sur des isolateurs de forme appropriée.

Dans la plupart des installations d'une certaine importance la connexion entre la machine et le tableau, et les canalisations intérieures de la station centrale sont disposées dans des caniveaux souterrains. Etant donné le grand nombre de câbles que ce caniveau peut contenir, leur installation doit être faite avec un soin extrême pour

éviter la possibilité de contacts accidentels. Si les câbles atteignent une certaine dimension, il est préférable de les placer nus sur des isolateurs disposés dans les caniveaux.

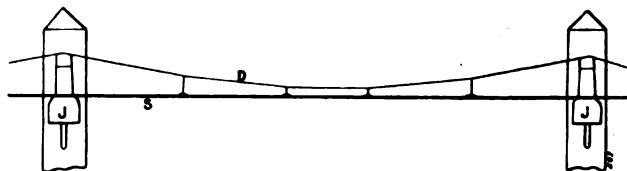


Fig. 9.

La protection des câbles souterrains offre de grandes difficultés, car il y en a fréquemment un très grand nombre dans une seule conduite. Pour éviter les court-circuits, il est nécessaire de placer tous les conducteurs d'une même polarité dans un canal et tous les conducteurs de polarité opposée dans l'autre. Pour permettre

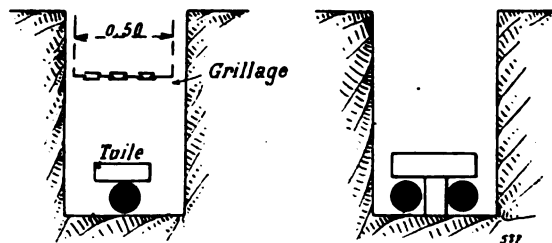


Fig. 10 et 11.

une visite facile, ces canaux doivent être fermés par une simple plaque de fer : aux points de croisement, il faut prendre de grandes précautions pour assurer un isolement parfait entre les câbles.

Une bonne disposition pour les câbles souterrains consiste à les enterrer de 60 à 70 cm en



Fig. 12.

plaçant au-dessus d'eux une rangée de tuiles et un peu plus haut un grillage : s'il y a plusieurs câbles voisins, il faut les séparer avec des tuiles (fig. 10 et 11). Si l'on désire une protection parfaite mais coûteuse, on peut recouvrir les câbles d'une couche de ciment (fig. 12) ou bien les placer dans des caniveaux en béton (fig. 13 et 14). Ces dispositifs sont à recommander pour

les croisements de câbles. On peut aussi employer pour la protection mécanique, des tubes de fer en deux parties reliées par des coins ou des boulons. Dans les croisements de câbles à haute tension avec des câbles téléphoniques ou télégraphiques, les premiers doivent être enfermés dans des caniveaux en ciment ou en tuiles avec de l'asphalte. Lorsque les câbles passent au-des-

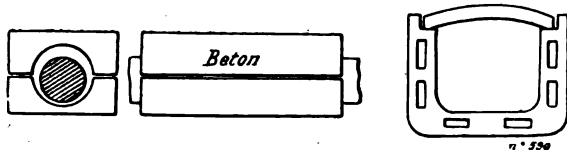


Fig. 13 et 14.

sous d'une rue ou d'une voie ferrée, il est indispensable de les enfermer dans un tube de fer étanche aux deux bouts duquel on fait un joint imperméable empêchant l'humidité de pénétrer.

L'installation des points de jonction entre les câbles et les lignes aériennes doit être l'objet de précautions minutieuses et les câbles descendants doivent être placés dans des tubes de fer.

Enfin les lignes doivent être parfaitement protégées contre les coups de foudre et les charges statiques par l'emploi d'un grand nombre de parafoudres peu éloignés les uns des autres

E. B.

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Nouveau récepteur de télégraphie sans fil. Plecher.

Ce récepteur utilise les propriétés de l'électromètre capillaire pour déceler les ondes électriques. La figure 1 montre en H une plaque métallique maintenue en l'air par un ballon et reliée par l'antenne à l'interrupteur W. Lorsque ce dernier est sur le plot 8, l'électromètre capillaire commandant la sonnerie A est en circuit; si W est placé sur le plot 7, l'électromètre C' C' servant à la réception des signaux entre en action. Les électromètres consistent en un ou plusieurs tubes de verre dont l'espace intérieur a un diamètre un peu inférieur à 1 mm. La force capillaire maintient soulevé dans le tube un fil de mercure qui n'atteint pas la partie inférieure. Cette dernière trempe dans une solution de cyanure de potassium qui peut contenir avantageusement 1 p. 100 de cyanure d'argent et 10 p. 100 de potasse. Ce liquide est placé dans

un vase en verre F et monte dans le tube jusqu'au mercure : le fond du vase F contient également un peu de mercure pour assurer un bon contact avec le fil de terre 3, 4.

Lorsque W est sur le plot 8, l'antenne est reliée par le fil 2 à la colonne de mercure C qui communique par la solution de cyanure avec les plaques de terre G. Lorsque des ondes atteignent l'antenne, le fil de mercure se soulève à chaque impulsion et ce mouvement ferme le circuit de la sonnerie A par les fils 11 et 13. On

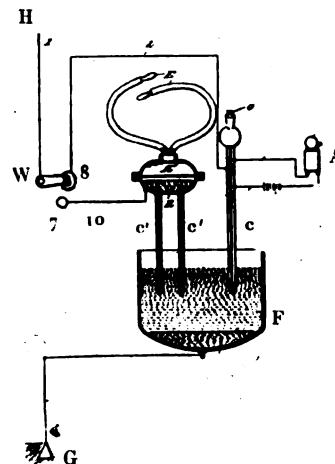


Fig. 1.

place alors W sur le plot 7; l'électromètre C' C' constitué par plusieurs tubes capillaires plongeant dans le même récipient F est ainsi mis en circuit. Les différents tubes capillaires ont leurs extrémités supérieures dans un vase de verre R fermé par une membrane élastique au-dessus de laquelle se trouve une chambre d'air R' munie de deux tubes d'écoute E. La partie inférieure de R est remplie de mercure en contact avec le fil de mercure et avec le fil 10 aboutissant au plot 7. Les mouvements produits par les oscillations électriques sur le fil de mercure se transmettent au mercure contenu dans R; il en résulte dans la chambre d'air R, des variations de pression correspondant aux signaux Morse et qui sont facilement perceptibles au moyen des tuyaux d'écoute E.

R V.

DIVERS

La sous-station volante de Sheffield.

On a récemment construit à Sheffield une

intéressante sous-station montée sur roues dont les services sont sérieusement appréciés et qui pourrait servir de modèle dans toutes les villes où existent des distributions d'électricité. Dans toutes ces villes, et la chose a été suffisamment sensible à Sheffield pour qu'on y ait cherché un remède, une sérieuse difficulté se présente fréquemment pour satisfaire aux demandes des personnes qui ont l'intention de s'abonner : les

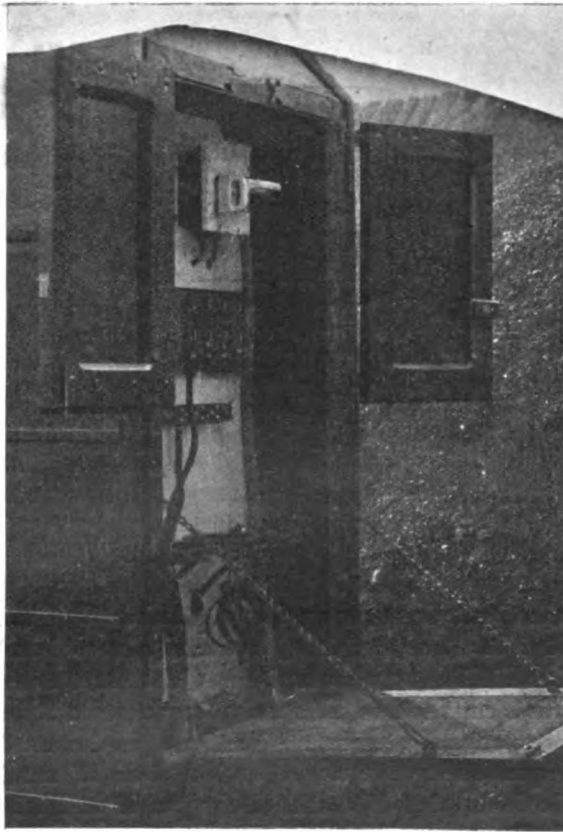


Fig. 1.

délais considérables qui s'écoulaient avant qu'on puisse fournir le courant dans le cas où les locaux à alimenter ne se trouvent pas directement sur le réseau.

C'est pour surmonter cet obstacle que M. S.-E. Fedden, directeur général de The Sheffield Corporation Electric Supply Département, a inventé et fait construire un petit chariot pourvu de deux transformateurs Burnaud de 50 kilowatts et des commutateurs et connexions nécessaires pour permettre l'alimentation dès que les

conducteurs principaux à haute tension sont établis.

La photographie ci-jointe montre l'aspect général du véhicule qui est traîné par deux ou trois chevaux suivant la pente à gravir et s'établit directement au-dessus de la fosse où se termine provisoirement le réseau des câbles. Des freins puissants empêchent le véhicule de se déplacer.

Les extrémités des câbles aboutissent, par une ouverture ménagée dans le plancher du véhicule, aux bornes des commutateurs et interrupteurs disposés sur un tableau à l'arrière de la voiture. Lorsque la porte d'arrière est rabattue, elle constitue une plate-forme sur laquelle peut se tenir l'opérateur. Au haut du tableau se trouvent deux coupe-circuits à haute tension contrôlant les feeders à haute tension par des fusibles plongés dans l'huile.

Les connexions de ces coupe-circuits avec les transformateurs sont établies à l'intérieur du véhicule. Les bornes à basse tension des transformateurs sont jointes à l'interrupteur à basse tension établi au milieu du tableau.

L'équipement permet de connecter rapidement deux feeders à haute tension et quatre à basse tension. Les feeders à haute tension sont des câbles concentriques sans plomb, un pour chaque phase; ceux à basse tension sont des câbles sous plomb à quatre torons; les deux phases passent par un seul câble.

Des précautions sont prises pour assurer la fermeture et la ventilation de la voiture.

Le dispositif a déjà rendu de grands services à Sheffield et s'est montré très pratique. On l'emploie pour fournir le courant pendant qu'on construit et équipe une sous-station permanente. Lorsque cette dernière est achevée, on enlève les connexions et on conduit la sous-station volante à l'endroit où l'on peut avoir besoin de ses services.

Le dispositif trouverait aussi, nous semble-t-il, de multiples occasions de s'appliquer pour les éclairages provisoires, comme on les établit dans les bâtiments en construction, les expositions, etc.

A. St.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

NOTES SUR LES DIAGRAMMES DES MOTEURS ASYNCHRONES

Considérons le diagramme des moteurs asynchrones sous la forme Behrend-Blondel-Heyland.

Notations. — Nous nous servirons des notations employées dans les mémoires de M. Blondel :

$2p$ Le nombre de pôles tournants ;
 F La fréquence du réseau ;

$$F = \frac{1}{T}$$

Ω La vitesse de pulsation correspondante ;

$$\Omega = \frac{2\pi}{T}$$

ω La vitesse de pulsation qui correspondrait à la vitesse du rotor ;
 g Le coefficient de glissement ;

$$g = \frac{\Omega - \omega}{\Omega}$$

N_1 et N_2 Les nombres totaux de fils périphériques, des enroulements du stator et du rotor ;

r_1 et r_2 Les résistances de chaque circuit de phase du stator et du rotor ;

K_1 et K_2 Deux coefficients d'utilisation des spires des enroulements, pour la production des flux ;

**

K_1 et K_2 Les coefficients de réduction correspondant à l'utilisation des mêmes enroulements pour la production des forces électromotrices.

U_1 La tension appliquée aux bornes du stator ;

E_1 et E_2 Les forces électromotrices induites dans ces deux organes ;

I_1 et I_2 Les courants qui les traversent par circuit de phase ;

F_1 et F_2 Les flux totaux résultants à travers les enroulements du stator et du rotor ;

$\hat{a}$ Le rapport de transformation du moteur ;

$$a = \frac{K_2 N_2}{v_1 K_1 N_1}$$

α_1 et α_2 Deux coefficients d'Hopkinson relatifs aux enroulements primaires et secondaires ;

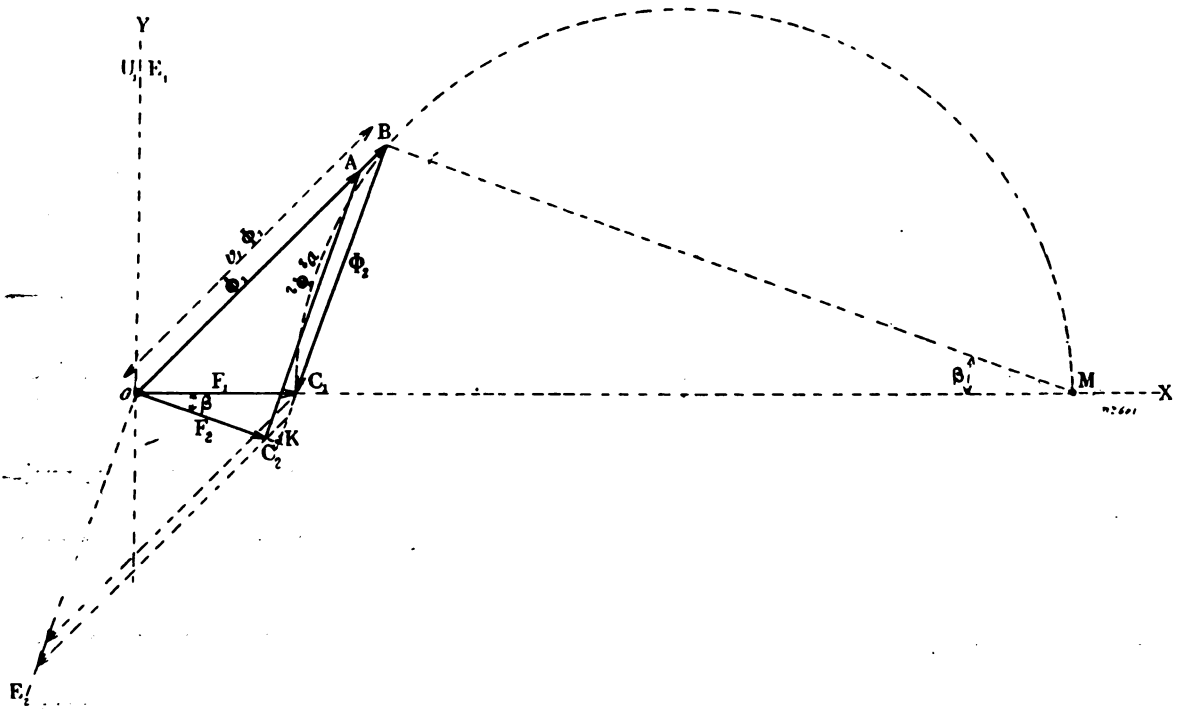


Fig. 1.

Dans son épure simple, M. Blondel considère des flux fictifs proportionnels aux forces magnétomotrices, en attribuant aux saturations des différentes parties du circuit les valeurs mêmes qu'elles auront pour le passage des flux résultants. Autrement dit, M. Blondel néglige l'hystérésis du fer.

Nous nous proposons de reprendre cette épure en ne négligeant plus ni l'hystérésis du fer, ni la résistance ohmique des enroulements, et d'arriver à un diagramme suffisamment complet pour pouvoir être appliqué à des moteurs réels.

Rappelons brièvement le diagramme circulaire de M. Blondel (fig 1).— Les flux fictifs qui interviennent sont les suivants :

$$1^{\circ} \quad \Phi_1 = \frac{2\pi K_1 N_1 I_1 \sqrt{2}}{p \mathfrak{A}}$$

c'est le flux que le courant du stator, agissant seul, tend à produire dans le rotor.

$\nu_1 \Phi_1$ représentera le flux des seuls ampères-tours-stator, dans le stator.

$$2^\circ \quad \Phi_2 = \frac{2\pi K_2 N_2 I_2 \sqrt{2}}{p\omega l}$$

c'est le flux fictif que tend à produire dans le stator les courants induits dans le rotor, agissant seuls.

$\nu_2 \Phi_2$ représentera le flux des seuls ampères-tours-rotor dans le rotor.

$$3^\circ \quad F_1 \text{ et } F_2$$

les flux résultants dans le stator et le rotor.

Si on néglige l'effet de l'hystérésis dans le stator et dans le rotor, les flux résultants F_1 et F_2 seront en phase avec les ampères-tours résultants dans le stator et le rotor respective-

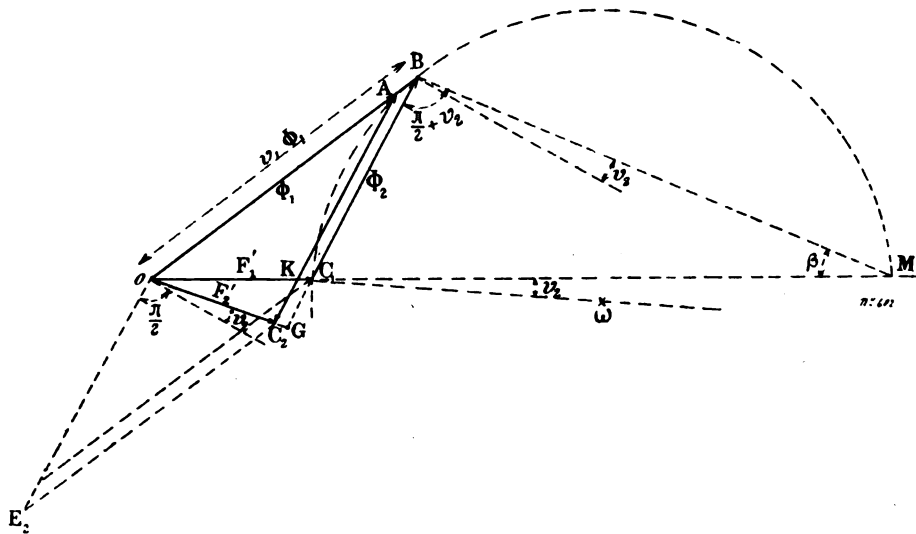


Fig. 2.

ment. Les lignes du diagramme seront en phases et proportionnelles aux forces magnétomotrices correspondantes et pourraient servir à les mesurer.

Dans ces hypothèses F_2 représente aussi bien le flux résultant dans le rotor que la force magnétomotrice résultante.

La force électromotrice E_2 , induite dans le rotor, sera décalée de $\frac{\pi}{2}$ sur F_2 , l'on a

$$E_2 = \frac{(\Omega - \omega) K_2 N_2 F_2}{2\sqrt{2}}$$

F_2 étant la résultante des flux fictifs $\nu_2 \Phi_2$ et Φ_1 , les triangles fondamentaux OBC, et OAC, se trouvent déterminés (fig. 1).

Si nous ne négligeons plus les effets de l'hystérésis ; F_1 et F_2 ne seront plus respectivement en phase avec les forces magnétomotrices qui les produisent. Soit ν_1 et ν_2 les angles que font respectivement les vecteurs F_1 et F_2 avec les forces magnétomotrices F_1' et F_2' qui les produisent.

E_2 , qui reste toujours décalé de $\frac{\pi}{2}$ sur F_2 , sera décalé de $\frac{\pi}{2} + \nu_2$ sur F_2' . Le diagramme se modifiera donc de la façon suivante (fig. 2).

Il est le même que celui de la figure 2, sauf que l'angle $\widehat{OC_1A}$ au lieu d'être droit est égal à $\frac{\pi}{2} + \nu_2$. Si de B nous menons la parallèle à OC_2 , on démontrerait encore que le point M où cette parallèle coupe OC_1 , est un point fixe si le coefficient σ du moteur est constant.

$$\sigma = 1 - \frac{1}{\nu_1 \nu_2} \quad (1)$$

Les triangles semblables C_1BM et OC_1G nous donnent

$$\frac{OC_1}{C_1M} = \frac{C_1G}{\Phi_2} \quad \text{ou} \quad \frac{OC_1}{OM} = \frac{C_1G}{C_1G + \Phi_2}$$

or

$$C_1G = \nu_1 C_2 K \quad \text{avec} \quad C_2 K = \Phi_2 \left(\nu_2 - \frac{1}{\nu_1} \right)$$

d'où

$$\frac{OC_1}{OM} = 1 - \frac{1}{\nu_1 \nu_2} = \sigma$$

Le lieu du point B est l'arc de cercle capable de l'angle $\widehat{C_1BM}$; pour tracer ce cercle il suffira de mener $C_1\omega$, tel que l'angle $\widehat{MC_1\omega} = \nu_2$, le centre ω du cercle cherché sera sur cette droite, comme d'autre part il doit passer par C_1 et M, le cercle se trouve déterminé.

Transformons l'épure des flux en l'épure des courants :

$\nu_1 \Phi_1$ à une échelle convenable, devient le courant primaire, Φ_2 sera remplacé par le courant du rotor I_2 multiplié par le coefficient a de transformation, ou coefficient d'équivalence des ampères secondaires exprimés en ampères primaires pour la production du flux à travers le stator.

$$a = \frac{K_2 N_2}{\nu_1 K_1 N_1}$$

A cette échelle le vecteur F_1' est remplacé par le courant magnétisant I_0 nécessaire pour le stator à vide.

Le segment OM devient égal à $\frac{I_0}{\sigma}$

Le vecteur BM reste proportionnel au flux résultant du rotor $F_2' = F_2$ multiplié par ν_1 et le rapport de réduction est le même que pour Φ_1 .

on a

$$BM = \frac{\nu_1 F_2 \lambda p}{2\pi K_1 N_1 \sqrt{2}} \frac{1 - \sigma}{\sigma}$$

La force électromotrice E_2 qui est égale à $\frac{\Omega K_1 N_1 F_1}{2\sqrt{2}}$ est décalée de $\frac{\pi}{2}$ sur F_1 et par suite de $\frac{\pi}{2} - \nu_1$ sur F_1' c'est-à-dire sur I_0 .

Si on néglige la résistance du stator devant sa réactance et par suite en admettant le flux tournant du stator constant pour U_1 donné : On obtient une épure circulaire qui diffère peu de l'épure connue.

(1) σ n'est pas toujours constant en pratique, cela dépend de la construction du moteur, ajoutons que la constance de σ est obtenue d'une façon satisfaisante dans les moteurs bien conçus.

Soit ox et oy deux axes rectangulaires, prenons oy comme axe des forces électromotrices primaires.

OC fera avec ox un angle ν_1 , Cx' fera avec OM un angle ν_2 , le centre du cercle cherché est sur Cx' et ce cercle est déterminé par les points C et M .

Sur la figure

$$OC = I_0 \quad \text{et} \quad OM = \frac{I_0}{\sigma}$$

Le vecteur OB représente en grandeur et phase le courant primaire ou du stator. Le vecteur CB représente en grandeur et phase le courant secondaire ou du rotor, divisé par le coefficient de transformation a ; l'angle φ représente le décalage du courant dans le stator par rapport à E_1 .

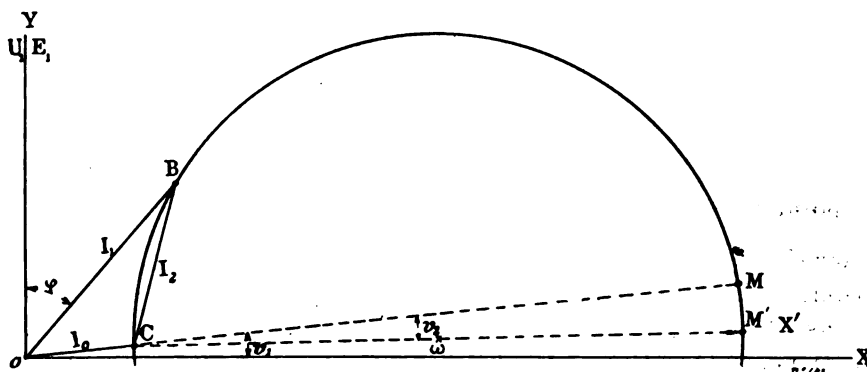


Fig. 3.

L'angle ν_2 représente le décalage produit uniquement par l'hystérésis, les courants de Foucault dans les tôles du rotor étant négligeables en raison de la faible fréquence.

Dans le stator au contraire les courants de Foucault ne sont plus négligeables et l'angle ν_1 représentera le décalage produit, et par l'hystérésis et par les courants de Foucault.

En général, dans un moteur l'induction est la même dans le stator et dans le rotor, si on ne tient pas compte des courants de Foucault, les angles ν_1 et ν_2 sont sensiblement égaux.

Si dans le stator on peut séparer les pertes par hystérésis des pertes par courants de Foucault, il sera aisé de déterminer les angles ν_1' et ν_1'' : — ν_1' concernant l'hystérésis et ν_1'' , les courants de Foucault; on aura en outre $\nu_2 = \nu_1'$ ce qui déterminera ν_1 .

Diagramme complet. — Supposons maintenant que l'on ne néglige plus la résistance primaire; soit r_1 la résistance du circuit d'une même phase dans le stator.

Entre U_1 , E_1 , I_1 , r_1 , nous avons l'équation vectorielle suivante :

$$U_1 = r_1 I_1 + E_1 \quad (1)$$

dans laquelle E_1 est décalé de $\frac{\pi}{2}$ sur F_1 (fig. 4).

U_1 et E_1 ne coïncident plus ni en grandeur ni en phase.

Si l'on considère oy comme en phase avec U_1 , le vecteur I_1 , décalé de ψ sur E_1 , ne sera plus décalé que de $\varphi < \psi$ sur U_1 , c'est-à-dire oy .

(Pour simplifier le langage nous nous servirons de l'expression :

« Système (E_1, oy) » pour exprimer que oy représente en phase E_1 ; et : « système (U_1, oy) » pour exprimer que oy représente en phase U_1 .—)

La correction pourra se faire de la façon suivante :

Soit I_1 le vecteur courant-primaire dans le système (E_1, oy) , portons suivant I_1 , OD proportionnel à E_1 ; Puis suivant une parallèle à oy DD' proportionnel à $r_1 I_1$ (à la même échelle).

Le triangle ODD' représentera vectoriellement l'équation (1) (fig. 4). OD' représentera en phase le courant primaire dans le système (U_1, oy) .

Le rapport des grandeurs U_1 et E_1 est

$$\frac{U_1}{E_1} = \frac{OD'}{OD}$$

Si c'est U_1 que nous maintenons constant (ce qui est le cas de la pratique), nous voyons que E_1 sera variable ainsi que toutes les grandeurs du diagramme circulaire.

On a

$$E_1 = U_1 \frac{OD}{OD'}$$

Construisons le diagramme comme nous l'avons indiqué précédemment en supposant $E_1 = U_1$.

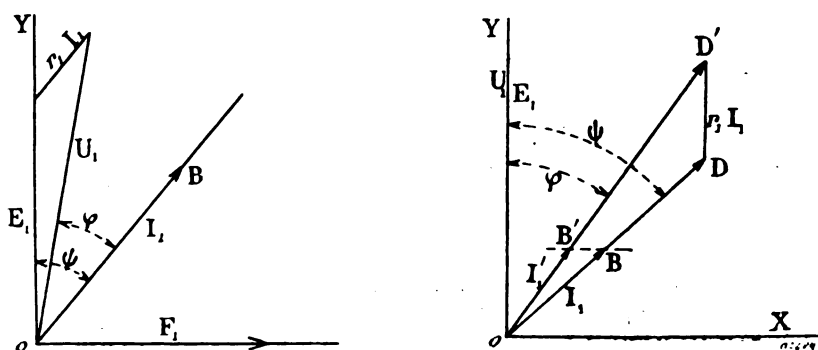


Fig. 4.

Pour le point de fonctionnement B dans le système (E_1, oy) nous voyons (fig. 4) qu'en tenant compte de la chute ohmique $r_1 I_1$, l'échelle des courants est réduite dans le rapport $\frac{OD}{OD'}$, nous devons donc réduire le vecteur courant dans le rapport $\frac{OD}{OD'}$ et porter OB' suivant OD' tel que

$$OB' = OB \frac{OD}{OD'}$$

Si nous menons BB' les deux droites DD' et BB' sont antiparallèles, car l'on a

$$OB' \times OD' = OB \times OD.$$

Le lieu du point B est le cercle du diagramme précédent construit dans l'hypothèse $E_1 = U_1$.

Montrons que le lieu de B' est aussi un cercle.

Démonstration. — Soit $OB = I_1$ dans le système (E_1, oy) avec $E_1 = U_1$, le lieu de B est le cercle ω de la figure 5.

OB' représentera le vecteur courant primaire, en tenant compte de la résistance r_1 dans le système (U_1, oy) .

Les lignes OD et DD' de la figure sont respectivement proportionnelles à U_1 et à $r_1 I_1$.

Divisons les vecteurs OD et DD' par $K I_1$, K étant une constante arbitraire.

Remarquons que $OB \times OE = q^2$ puissance du point O par rapport au cercle ω

Donc $OE = \frac{q^2}{I_1}$, ce qui nous montre que $\frac{OD}{KI_1}$, variant comme l'inverse de I_1 , est proportionnel à OE.

Disposons de la constante K pour que $\frac{U_1}{KI_1}$ soit égal à OE, c'est-à-dire

$$\frac{U_1}{KI_1} = \frac{q^2}{I_1}$$

ce qui donne pour K

$$K = \frac{U_1}{q^2}$$

En divisant DD' par KI_1 , on obtient :

$$\frac{DD'}{KI_1} = \frac{r_1 I_1}{KI_1} = \frac{r_1}{K}$$

Si nous remplaçons K par la valeur que nous venons de déterminer, nous trouvons

$$\frac{DD'}{KI_1} = \frac{r_1 q^2}{U_1}$$

mais la figure nous montre que

$$\frac{DD'}{KI_1} = EE'$$

car

$$\frac{OD}{OE} = \frac{DD'}{EE'} = KI_1$$

donc

$$EE' = \frac{r_1 q^2}{U_1}$$

EE' est donc une constante

Portons suivant OY'

$$OO' = EE' = \frac{r_1 q^2}{U_1}$$

La droite O'E représentera en phase le vecteur I_1 dans le système $(U_1 oy)$.

Portons

$$O'B_1 = OB'$$

on a

$$OB \times OE = OB' \times OE' = q^2$$

et par suite

$$O'B_1 \times O'E = q^2$$

Si la puissance de O' par rapport au cercle ω peut être considérée comme égale à q^2 , le point B_1' sera sur le cercle ω ⁽¹⁾.

En général la puissance du point O' tout en étant très voisine de celle du point O en est différente, surtout dans les moteurs à grandes pertes dans le fer et dans le cuivre. Dans ce

⁽¹⁾ La puissance de O', par rapport au cercle ω , sera toujours voisine de celle de O, car pour tous les points appartenant au cercle concentrique au cercle ω et passant par O la puissance est q^2 , et l'on voit que O' s'écartera peu de ce cercle.

L'angle γ $O'B'$, représentera le décalage entre U_1 et I_1 .

Construction directe du cercle en partant de données expérimentales. — On tracera deux axes rectangulaires $o'x$ et $o'y$.

$o'x$ sera l'axe des courants magnétisants ou déwattés.

$o'y$ sera l'axe des tensions aux bornes et par suite des courants wattés.

On tracera $O'A_v = I_v$ en grandeur et en phase, I_v représentant le courant à vide pour la tension normale.

Soit W_v les watts mesurés correspondant à I_v ,

Si de W_v on retranche les pertes par effet Joule dans le stator et les pertes mécaniques, on obtient W_f qui représente les pertes dans le fer du stator et l'on aura

$$\cos \nu_1 = \frac{W_f}{U_1 I_v}$$

ce qui nous déterminera ν_1 .

On tracera donc I_0 tel que $\cos \varphi_0 = \cos \nu_1$ avec $I_0 = I_v$ en valeur absolue. Du point A_0 on mènera $A_0 x'$ tel que l'angle de $A_0 x'$ avec le vecteur I_0 soit égal à ν_1 , si on peut déterminer ν_1 la construction de $A_0 x'$ est immédiate.

La connaissance approximative des qualités magnétiques des tôles employées donne le rapport entre les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Comme ces angles ν_1 et ν_2 sont très faibles pour de bons moteurs on pourra se contenter de prendre $\nu_2 = 0,75 \nu_1$.

On déterminera ensuite expérimentalement l'intensité absorbée par le stator, le rotor étant calé et fermé en court-circuit sur lui-même. On portera $O'A_{cc} = I_{cc}$ en grandeur et en phase ⁽¹⁾.

Connaissant I_v et I_{cc} on peut calculer aisément la puissance q' de O'' par rapport au cercle du diagramme, comme q'' est très voisin de q ($q'' = q \frac{q}{q'}$) nous pouvons écrire.

$$q = I_v \times I_{cc} \frac{\sin \varphi_v}{\sin \varphi_{cc}}$$

Cette expression est très suffisamment approchée, car les angles φ_v et φ_{cc} sont tous deux voisins de 90° .

On peut même dans bien des cas se contenter de l'expression

$$q = I_v \times I_{cc}$$

connaissant q on en déduit oo'

$$oo' = \frac{r_1 q}{U_1} = I_v \times I_{cc} \frac{\sin \varphi_v}{\sin \varphi_{cc}} \frac{r_1}{U_1}$$

La construction pour déterminer le lieu du centre du cercle sera la suivante: on prolongera $A_0 x'$ jusqu'en P (point d'intersection avec $o'y$), on portera suivant $o'y$, $PP' = oo'$, du point P' on mènera la parallèle à $A_0 x'$, le centre du cercle sera sur cette parallèle.

Tout point B du cercle ω (fig. 6) représentera un régime du moteur et le diagramme sera vérifié expérimentalement, si pour le moteur considéré, nous avons un coefficient σ suffisamment constant.

⁽¹⁾ Cette détermination ne pourra se faire directement sous la tension normale, dès que le moteur est notable mais au moyen de points relevés à faibles tensions on peut, en interprétant convenablement les résultats obtenus, en déduire l'intensité et les watts absorbés pour la tension normale.

Au moyen de ce diagramme dont on peut contrôler l'exactitude au moyen des points relevés expérimentalement, on est à même de connaître pour chaque régime : le rendement, le glissement et le couple, et cela par des constructions graphiques simples. Il suffit de construire sur le diagramme la ligne des pertes totales et celle du stator seulement, en représentant les watts par les courants wattés correspondants, c'est-à-dire en prenant pour les watts une échelle U_1 fois plus petite que celle des courants.

Ces deux lignes seraient des droites si le centre ω du cercle était sur $o'x$, en réalité on a des lignes légèrement courbes que l'on peut tracer par points.

Si on admet que ces lignes sont droites, leur construction sera immédiate : pour la ligne des pertes totales il suffira de joindre les extrémités des vecteurs I_v et I_{cc} , pour lesquels

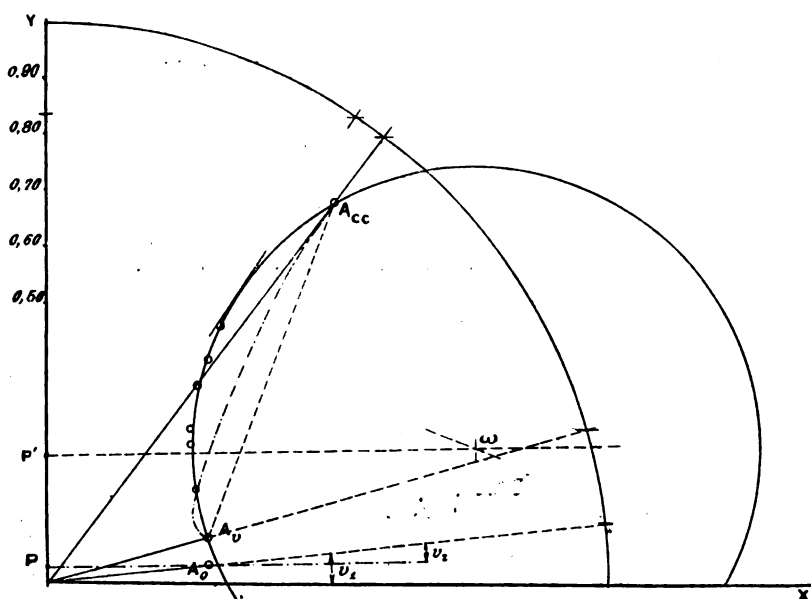


Fig. 8.

les watts mesurés représentent les pertes dans le moteur, puisque pour chacun de ces points la puissance utile est nulle.

Avec ces droites on est conduit à des erreurs, d'ailleurs faibles, sur le rendement, le glissement et le couple, mais elles donnent néanmoins en premières approximations des indications précieuses sur la valeur du moteur et sur la façon dont on doit l'utiliser pour se placer dans les meilleures conditions, suivant ce que l'on s'impose.

Mais nous réservons l'analyse et la recherche de ces propriétés du diagramme pour une autre étude.

Nous donnons deux applications des constructions précédemment indiquées. Nous avons choisi deux cas très différents : celui d'un moteur à faibles pertes dans le cuivre et celui d'un moteur à pertes élevées.

Le premier exemple (fig. 7), se rapporte à un moteur triphasé du système Boucherot. Ce moteur du type BTXXII, produit normalement de 100 à 130 chevaux à la vitesse de 735 tours-minute.

La résistance par phase était, à chaud, de $0,021$. Le courant ayant été mesuré avant le triangle, c'est $\frac{0,021}{\sqrt{3}} = 0,0121$ que nous prendrons pour la résistance à introduire dans la

formule de correction :

$$PP'' = I_v \times I_{cc} \frac{\sin \varphi_o}{\sin \varphi_{cc}} \times \frac{r_1}{v_1} = \frac{160000}{195} \times 0,121 = 9,93$$

Le second exemple (fig. 8) se rapporte à un moteur Schukert de 1/10^e de cheval et tournant à 1350 tours par minute.

Ce moteur avait deux entailles par côté de bobine et par paire de pôles ; les entailles du rotor étaient complètement ouvertes.

La résistance par phase, à chaud, étant de 33 ohms et les intensités ayant été mesurées par phase, on trouve :

$$PP' = \frac{1,47}{115,5} \times 33 = 0,4 \text{ unités (ampères)}$$

Il est intéressant de remarquer que le courant magnétisant décroît avec la charge jusqu'à une charge voisine de la puissance normale du moteur et cela à cause de la diminution de flux, due à la chute de tension dans les enroulements du stator.

Le $\cos \varphi$ de ce moteur est remarquable, étant donné ses très petites dimensions, mais il est acquis en partie au détriment du rendement qui est faible en raison des pertes très élevées dans le cuivre du stator.

Dans ces deux exemples nous avons indiqué les points relevés expérimentalement et nous avons tracé en traits ponctués la ligne des pertes totales.

Louis BREGUET.

LA CONSTRUCTION DES ALTERNATEURS A PRESTON

Parmi les alternateurs construits à Preston on peut citer un alternateur de 3750 kilowatts construit pour la Shainwigan Water and Power Co, de Montréal (Canada). Cet alternateur est le plus grand construit en Angleterre et l'un des plus grands du monde.

Il est destiné à être couplé à une turbine Escher-Wyss marchant à 180 tours. Sa périodicité est de 30, son voltage de 2200. On cite encore parmi les grandes machines construites à Preston, deux générateurs polyphasés de 1500 kilowatts chacun, construits pour London County Council. Ils sont destinés à être couplés avec une machine horizontale Yates et Thom. Leur voltage est de 6600 volts et leur périodicité de 25. Ils sont plus grands que l'alternateur de 3750 kilowatts parce que ce dernier est destiné à marcher à une vitesse beaucoup plus grande.

Dans leurs traits généraux, ces machines sont identiques. Une seule description peut donc suffire à en rendre compte.

Dans toutes, c'est l'inducteur ou rotor qui est la partie tournante.

Le collecteur se compose d'anneaux d'un métal approprié fixés sur l'arbre, tout près du rotor, grâce à des rais et à des goujons isolés. Des précautions sont prises pour assurer la bonne circulation de l'air. Les balais sont en charbon, à grande surface et en double. Ils peuvent être placés et déplacés pendant la marche. Les porte-balais sont construits de façon que le courant ne traverse ni parties mobiles, ni ressorts. Le support est de fonte, léger et de disposition appropriée. Les conducteurs reliant les anneaux collecteurs aux

bobines inductrices sont solidement fixés aux rais du rotor grâce à de fortes pinces isolées ; ils sont de grande capacité.

La carcasse du stator est toujours divisée en deux moitiés soigneusement boulonnées. La moitié inférieure est pourvue d'un pied reposant sur la plaque de base. La partie inférieure est pourvue d'une vis spéciale pour le centrage vertical et horizontal du stator par rapport au champ tournant. La carcasse est en fonte de première qualité et disposée en vue de permettre la ventilation complète des pièces lamellaires et en même temps d'assurer la

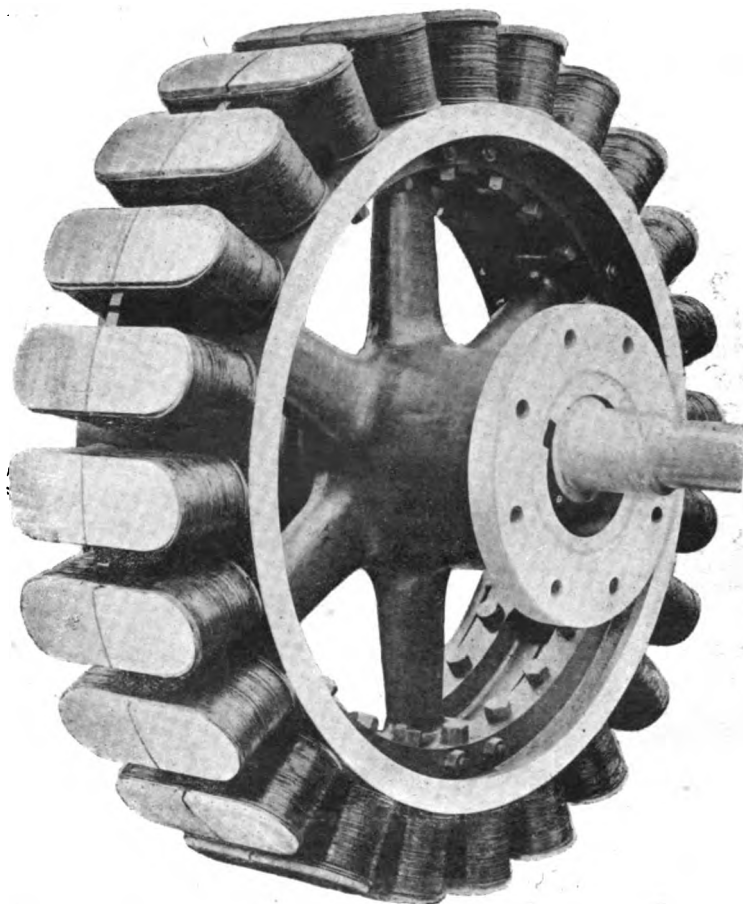


Fig. 1. — Rotor d'un alternateur biphasé Dick-Kerr de 600 kilowatts.

rigidité du cadre. Le noyau est fait de pièces lamellaires en fer doux complètement détrempe. Les diverses pièces lamellaires sont soigneusement isolées les unes des autres, afin de réduire au minimum les pertes des courants de Foucault. Elles sont maintenues en place au moyen de boulons spéciaux.

L'enroulement est formé de bobines séparées, complètement isolées, ayant une grande rigidité et une forme mécanique bien définie. Les bobines sont emboîtées dans des rainures et maintenues en place par des coins de bois. Elles peuvent se placer et s'enlever rapidement. Les connexions entre les bobines du stator sont établies, au moyen de câbles fortement isolés et sont faciles à suivre. Extérieurement aux pièces lamellaires, les bobines sont protégées par des boucliers de fonte, boulonnés sur la carcasse en plusieurs sections

et faciles à enlever. Ces boucliers sont perforés et n'entravent en rien la ventilation de l'enroulement du stator.

Le rotor a la forme générale d'une roue avec rayons. Les rais sont en fonte et de construction solide. Le tourteau est pourvu d'une bride pour le boulonnement au volant de la machine motrice. Le rayonnage est pressé sur l'arbre à la presse hydraulique, puis claveté. Sur l'anneau du rayonnage, sont fixées, au moyen de boulons spéciaux et de brides de fonte, les pièces lamellaires en queue d'aronde ; les pièces polaires y sont alors boulon-

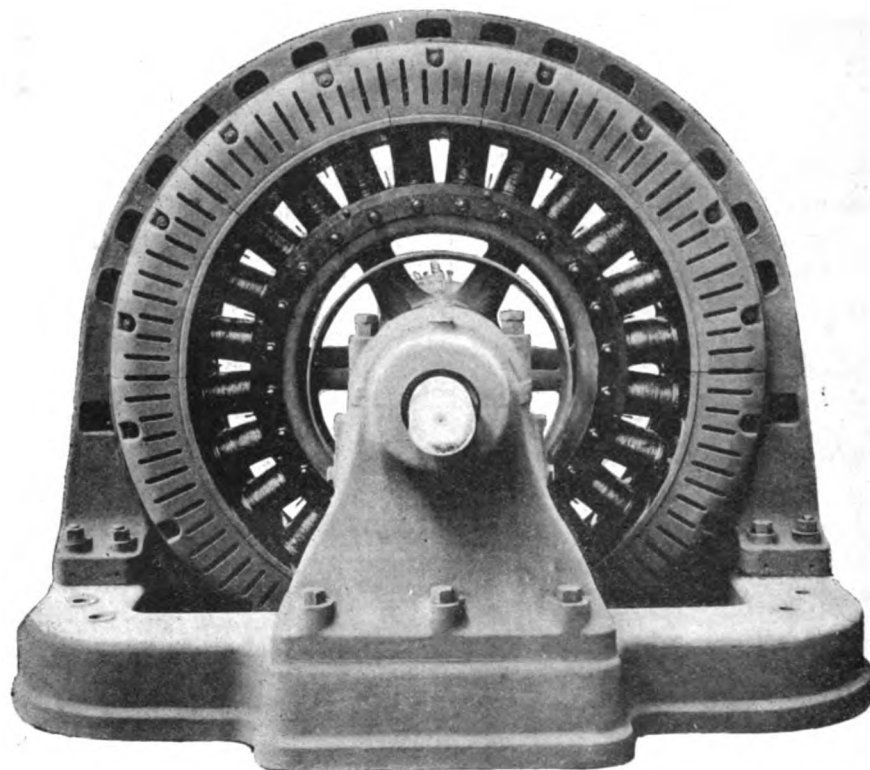


Fig. 2. — Alternateur Dick-Kerr de 600 kilowatts.

nées. Les pièces lamellaires sont construites de telle sorte que de larges vides sont laissés à des endroits déterminés ; le nombre et la grandeur des espaces de ventilation dépend des dimensions du stator.

Les pièces polaires sont en acier laminé ; elles sont maintenues entre deux solides plaques terminales d'acier fondu. La partie supérieure est en forme de T, afin de maintenir sûrement les bobines inductrices en position. La partie inférieure de la pièce polaire est en queue d'aronde et se fixe sur l'anneau du rotor ; elle y est maintenue par des clavettes. Pour enlever les bobines inductrices, on fait glisser la pièce polaire dans la rainure à queue d'aronde, parallèlement à l'arbre. On ne trouble donc en rien les autres parties. Cette disposition est des plus avantageuses aussi bien pour le déplacement d'une bobine de l'inducteur que pour celui d'une bobine du stator. De plus, la constitution et la forme des pièces polaires donne une distribution des lignes de forces dans l'entrefer de manière à produire une onde de force électromotrice de forme approximativement sinusoïdale. Lorsque le voltage le permet, les bobines inductrices sont enroulées sur champ d'une seule

couche de cuivre, les spires étant isolées par de la fibre spécialement préparée. La surface externe des enroulements est pratiquement nue ; elle n'est protégée que par un vernis isolant qui permet une irradiation rapide de la chaleur.

Toutes les machines construites à Preston sont soigneusement mises à l'épreuve. Si un générateur résiste convenablement à l'épreuve des hautes tensions dans les bobines, il est peu probable qu'un défaut s'y manifeste après le montage, car l'humidité dans le voisinage des usines est très marquée. Ce fait a pour conséquence que l'isolement doit être très

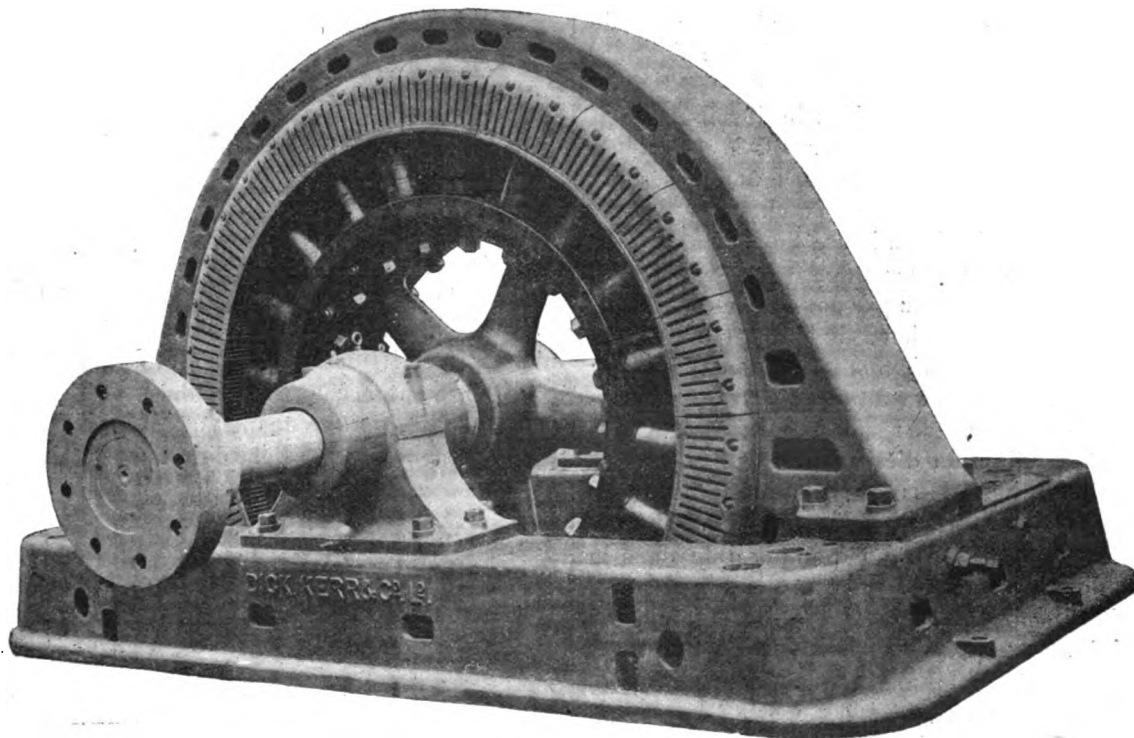


Fig. 3. — Alternateur biphasé Dick-Kerrick 3750 kilowatts, construit pour la Shainwigan Falls Power Co.

soigné pour que la machine sorte victorieuse de l'épreuve et, d'autre part, que ces machines conviennent très bien pour les industries ayant trait à la filature et, en général, à toutes celles où les locaux sont saturés d'humidité.

E. GUARINI.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

La construction des machines électriques en 1903, J. Loewy. Zeitschrift für Electrotechnik, 21 et 28 février.

L'année écoulée a été pour le développement

de l'électrotechnique une des plus importantes par suite des progrès considérables faits dans les constructions des turbines à vapeur et leur application à la commande des générateurs électriques. Pour pouvoir s'adapter aux vitesses de rotation jusqu'alors inconnues en électrotech.

nique, les générateurs ont dû subir de profondes modifications au point de vue mécanique et électrique.

La présente étude est consacrée aux nouvelles constructions de ce genre dont l'importance ira, sans aucun doute, en croissant de plus en plus. Il est particulièrement intéressant de remarquer que cette application des générateurs aux hautes vitesses de rotations coïncide avec le développement des électromoteurs à faible nombre de tours destinés à la commande directe des machines-outils.

L'année écoulée a aussi vu le développement des moteurs à courants alternatifs à collecteur, particulièrement des moteurs monophasés, et leur application pratique aux chemins de fer. Une telle exploitation à haute tension offre certainement de grands avantages sur l'exploitation par courant continu ou par courants polyphasés.

Nous parlerons d'abord de la construction des nouvelles *machines dynamo à courant continu* : les plus intéressantes sont celles munies de dispositifs compensant la réaction d'induit ou empêchant la production d'étincelles.

Déri emploie dans sa machine compensée pour éviter de forts courants de court-circuit, un champ aussi uniforme que possible dans la zone de décalage des balais, et dispose dans ce but dans la zone neutre un pôle de commutation muni d'une large masse polaire en fer massif.

Une machine compensée très intéressante a été imaginée par Ziehl. L'inducteur de la machine est construit et bobiné comme le stator d'une machine à courants triphasés.

L'enroulement de la phase I (fig. 1) est connecté dans une dynamo shunt à l'armature et dans un moteur au réseau d'alimentation et sert à la production du champ exciteur M_e . Les deux autres phases II et III dont l'une, par exemple la phase II est connectée à l'inverse du montage ordinaire pour courants triphasés, sont parcourues en série par le courant d'armature et servent à produire un champ M_g de valeur égale et de direction opposée à celles du champ d'armature M_a perpendiculaire à la direction du champ exciteur.

Dans la figure 2 le schéma supérieur montre la disposition de trois enroulements de phases se recouvrant, le schéma du milieu indique le champ M_g produit par la combinaison des champs II et III, et le schéma inférieur repré-

sente le champ M_g dans un cas correspondant à la réalité ainsi que le champ exciteur M_e et le champ d'armature M_a complètement compensé par M_g . En employant ce dispositif pour connecter un générateur à courant alternatif ou à courants triphasés avec son excitatrice, on peut

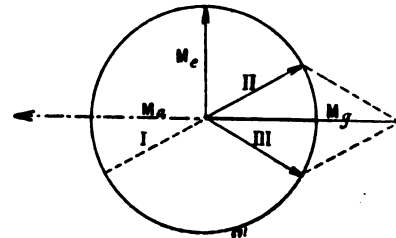


Fig. 1.

supprimer la réaction d'induit et obtenir à toute charge la même différence de potentiel aux bornes du générateur. Au lieu de donner aux phases II et III des nombres de tours égaux, on peut augmenter ceux d'une phase et diminuer ceux de l'autre d'une quantité égale : ce résultat peut être obtenu par l'emploi d'une résistance

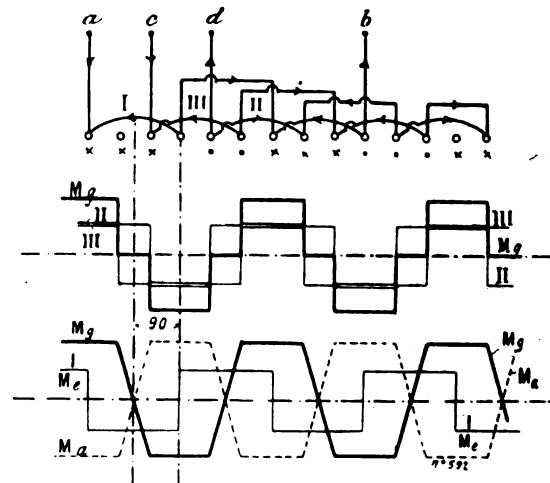


Fig. 2.

de réglage connectée en parallèle avec une phase et dont l'effet est de diminuer le courant. L'accroissement des ampère-tours de la phase III (fig. 3) produit une augmentation du champ M_g servant à la compensation du champ d'armature : cette augmentation de champ accroît le champ inducteur M_e . Au contraire en augmentant le nombre de tours de la phase II (fig. 4) on obtient un accroissement de champ qui affaiblit

le champ inducteur. On peut donc avec cette méthode modifier la grandeur du champ inducteur M_c sans toucher à la phase I qui le produit, et faire varier la tension avec la charge dans les générateurs à courants continu, alternatif ou triphasés, ainsi que la vitesse de rotation dans

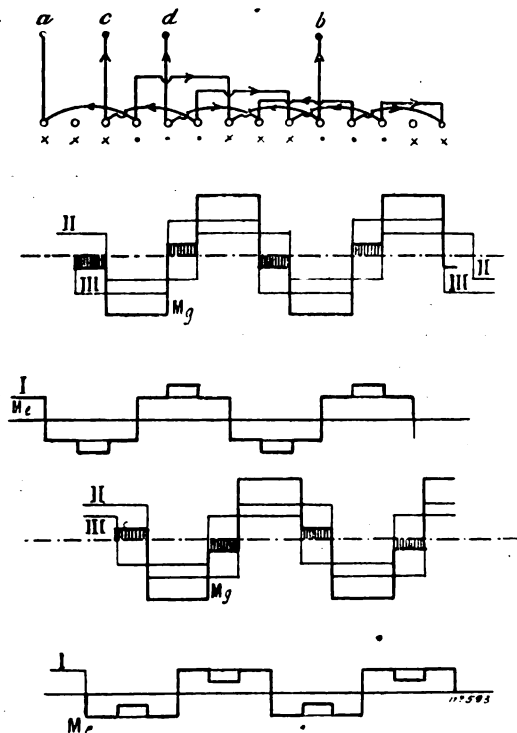


Fig. 3 et 4.

les moteurs à courant continu ou bien le décalage dans les moteurs synchrones et les convertisseurs. Afin d'utiliser un plus grand nombre de tours du stator pour la production du champ inducteur, on peut y consacrer deux phases et produire le champ de compensation avec l'aide d'une seule phase.

Thury, pour éviter la formation d'étincelles en les soufflant, introduit entre deux lamelles voisines du collecteur un élément d'un groupe de condensateurs et emploie de simples balais ordinaires. Les condensateurs sont disposés entre l'armature et le collecteur, ont une forme circulaire et entourent l'axe de la machine.

Seidener propose d'induire dans les connexions allant aux lamelles du collecteur une force électromotrice auxiliaire compensant la tension de réactance de la bobine d'armature en court-circuit, et emploie pour la production de cette force

électromotrice des pôles auxiliaires excités par le courant d'armature.

Pour diminuer la self-induction de l'induit, Parsons emploie une armature lisse et l'enroule avec des câbles en forme de cylindres creux dont les fils sont disposés en hélice à la surface du cylindre.

Osnos a construit un collecteur cylindrique creux sur la surface duquel glissent les balais : les deux côtés du collecteur sont fermés et le récipient ainsi constitué est en partie rempli d'huile : les balais tournent dans le lubrifiant, les pertes par frottement sont ainsi diminuées et la formation d'étincelles est évitée.

Un bon dispositif de prise de courant pour machines à grande vitesse a été imaginé par la Compagnie Lahmeyer. Les balais ne sont pas placés dans une direction radiale à la surface du collecteur ou des bagues, mais dans une direction axiale : la surface de refroidissement du collecteur est ainsi accrue.

Pour placer les balais dans une zone où il ne se produit pas d'étincelles, la Société Siemens et Halske les connecte avec un balai auxiliaire disposé dans le prolongement des bords de sortie de ces derniers. Suivant que les balais principaux sont décalés en avant ou en arrière de la ligne neutre, la différence de potentiel entre les balais principaux et le balai auxiliaire est positive ou négative : un relais connecté entre les deux actionne un moteur qui déplace automatiquement les balais pour les amener dans la zone favorable à une commutation sans étincelles.

La General Electric Co. pour affaiblir la réaction d'induit, munit les pôles inducteurs d'un entrefer disposé axialement en leur milieu et emploie des masses polaires particulières portant également un entrefer.

Les dispositifs employés pour éviter les étincelles dans les moteurs monophasés à collecteur seront examinés dans la description ultérieure de ces machines.

Pour accroître la capacité de surcharge des machines, on a réalisé divers dispositifs de refroidissement. Par exemple la maison Siemens et Halske introduit entre le collecteur et le corps de l'induit une aile plate de ventilateur assujettie à la périphérie de l'armature et provoque une circulation d'air froid dans des canaux ménagés axialement. Le collecteur est aussi constitué de lamelles portant des canaux de ventilation dans

lesquels circule l'air chassé par le ventilateur.

Reist amène dans un petit logement de la machine de l'eau de refroidissement et établit une circulation d'air sur les parois extérieures de ce logement.

Chitty sépare en deux parties chaque pôle inducteur par un canal axial et munit les surfaces extérieures des deux moitiés du pôle de nervures perpendiculaires à l'axe de la machine et allant en s'aminçissant.

Récemment Mailloux et Godshall ont pensé à utiliser, dans les moteurs de tramways, la pression de la canalisation à air comprimé des freins pour obtenir un bon refroidissement.

Pour consolider les enroulements de l'induit et le collecteur des machines à grande vitesse de rotation, Siemens et Halske emploient deux frettes en forme de cône placées sur deux parties coniques de l'armature et rapprochées l'une de l'autre par des boulons.

En ce qui concerne les nouveautés en fait de construction, il y a lieu de mentionner le projet de Corsepius, relatif à une armature à dents rapportées pour éviter l'étampage coûteux des tôles avec divers profils de dents.

Parmi les *nouveaux générateurs à courant continu*, le plus intéressant est la machine unipolaire d'Elmore destinée à l'électrolyse, l'une des rares machines unipolaires qui ait pu être employée pratiquement. L'inducteur circulaire creux a une section rectangulaire et porte sur sa surface intérieure un entrefer traversé par des lignes de force toujours de même sens et de même densité : dans cet entrefer tourne la périphérie d'un disque induit sur lequel sont assujetties les électrodes cylindriques. Le courant induit dans le disque passe directement dans les électrodes tournant dans un électrolyte.

La Société Siemens et Halske a construit une machine dynamo à deux induits qui doit être accouplée à une turbine de Laval. Pour diminuer l'écartement des deux induits, ces derniers tournent dans une seule carcasse composée de deux inducteurs rectangulaires ayant un côté commun. Une partie du flux magnétique passe par chacun des deux induits, et une autre partie leur est commune.

Seidener a construit une machine dynamo pour le réglage de la marche d'électromoteurs à courant continu. La machine, qui peut engendrer une différence de potentiel variable entre de

larges limites, comporte deux systèmes d'inducteurs réglables indépendants l'un de l'autre dont les pôles de même nom sont placés côte à côte. La dynamo peut être mue mécaniquement ou électriquement ; dans ce dernier cas les balais d'amenée du courant sont placés entre deux pôles de nom contraire. Les balais qui captent le courant produit sont placés entre des pôles de même nom et la variation de la tension engendrée est obtenue par une différence entre les intensités des deux champs.

Un *générateur à courant continu* très intéressant est dû à Porshe. Contrairement aux machines ordinaires construites pour la production d'un courant constant ou d'une différence de potentiel constante, ce générateur est établi pour être entraîné par un moteur à puissance constante et produire toujours un nombre de watts constant pour une demande de courant variable. La machine, destinée à une électromobile, est accouplée à un moteur à benzine à puissance constante et produit le courant qui actionne les électromoteurs. L'inducteur de ce générateur peut prendre un certain déplacement autour de l'axe de la machine. L'induit tourne à l'intérieur de cet inducteur qu'un ressort maintient à la place correspondant à la charge donnée. Lorsque le courant débité par la dynamo varie suivant la demande des moteurs, la position relative entre l'armature et le champ varie aussi ; le mouvement de l'inducteur provoque la mise en court-circuit ou la mise en action d'un certain nombre de tours de son enroulement, et par suite la différence de potentiel aux bornes de la machine diminue lorsque le courant croît ou augmente quand le courant décroît, de façon à ce que la puissance électrique fournie reste la même. Pour remplir ces conditions, la bobine inductrice circulaire ordinaire porte sur l'une de ses faces non isolées une coupure trapézoïdale où est placé un balai fixe. Quand l'inducteur tourne, le balai vient en contact avec plus ou moins de tours qu'il court-circuite. Dans une autre disposition de la machine l'inducteur est décalé axialement et l'entrefer varie.

La Compagnie Johnson Lundell Electric Traction construit un *nouveau moteur à courant continu* dont l'induit porte deux enroulements connectés indépendamment l'un de l'autre aux lamelles d'un collecteur ou bien reliés chacun à un collecteur particulier. Les bobines des deux

enroulements sont disposées l'une au-dessus de l'autre dans les encoches de l'armature. Le montage de ce dispositif est tel que les diverses influences magnétiques des bobines extérieures et intérieures soient égales et que la même force électromotrice y soit induite. Les bobines des deux enroulements sont reliées aux lames du collecteur de façon que les axes neutres des deux enroulements coïncident.

La Société Bergmann construit un moteur double dont le réglage ne comporte pas de résistances dans le circuit du courant principal. Ce moteur consiste en un moteur-série accouplé avec un moteur shunt et les diverses vitesses du groupe sont obtenues en connectant de différentes façons les armatures et les champs au moyen d'un contrôleur. Au démarrage, les deux armatures sont en série avec un rhéostat et une résistance est placée en parallèle avec l'armature du moteur shunt. A la vitesse maxima les deux armatures sont connectées indépendamment l'une de l'autre au réseau, et les champs des deux moteurs sont affaiblis.

Pour la construction de générateurs à courant alternatif ou à courants triphasés on a employé des stators en tôles dans le but de diminuer le poids des machines et des rotors capables de résister aux hautes vitesses de rotation des turbines à vapeur.

Dans une construction de stator de Siemens et Halske, l'anneau de fer actif est supporté par une carcasse en fer forgé annulaire creusé de section rectangulaire. Un autre mode de construction de cette Société consiste à placer de part et d'autre du fer actif une carcasse en tôle et en fer laminé.

L'Allgemeine Electricitäts Gesellschaft construit des machines sans carcasses dans lesquelles les tôles sont maintenues en place par des tendeurs, ou bien des anneaux munis de joues annulaires sur les côtés.

Pour l'accouplement direct avec la turbine Parsons, la Westinghouse C^o construit un générateur à grande vitesse de rotation. Le bâti de l'armature est bien ventilé par des canaux qui correspondent à des ouvertures faites dans le fer actif de l'armature et avec des canaux percés dans l'inducteur. Ce dernier tourne et consiste en un cylindre de fer massif. Les enroulements sont placés dans des encoches longitudinales et transversales de l'inducteur fermées par des

coins. La forme cylindrique diminue beaucoup la résistance de l'air pour des vitesses élevées.

Brown Boveri et C^{ie} construisent une machine tout à fait identique, mais dans laquelle l'enroulement n'est pas enfermé dans des rainures sur les deux faces des bouts.

Ferranti a aussi indiqué plusieurs formes cylindriques pour les parties tournantes des

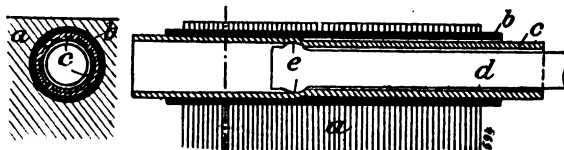


Fig. 5.

machines, particulièrement pour les inducteurs. Dans l'une d'elles, le rotor porte près de sa périphérie des trous cylindriques s'étendant sur toute sa longueur. Ces excavations sont revêtues de tubes *b* en matière isolante (fig. 5) et les conducteurs cylindriques *c* y sont introduits. Ensuite on fait passer à l'intérieur de ceux-ci une baguette *d* dont la tête *e* la distend et provoque une solide adhérence. Les conducteurs peuvent

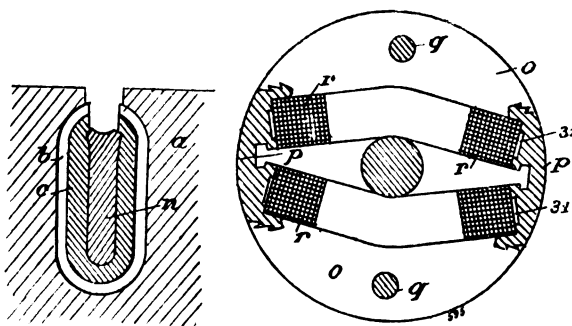


Fig. 6 et 7.

aussi avoir une section ondulée ou angulaire et on peut en placer plusieurs, isolés les uns des autres, dans les canaux de l'armature. Dans une autre disposition (fig. 6), l'isolant *b* et le conducteur *c* qui ont tous deux la forme de tubes à section ovale, sont placés dans le canal du rotor au moyen d'une rainure et sont maintenus tous deux en place par un coin *n*.

La figure 7 montre un inducteur bipolaire formé de deux parties en fer *o* séparées par des parties en métal non magnétique *p* et maintenues par des boulons *q* sur lesquelles sont disposés les enroulements inducteurs *r*. La figure 8

représente un inducteur à plusieurs pôles en acier massif. Dans les espaces entre les pôles sont placés les enroulements 9 maintenus par des recouvrements 10 et par des coins 11.

L'Allgemeine Electricitäts Gesellschaft emploie plusieurs sortes de procédés pour maintenir les enroulements placés sur les parties tournantes des machines électriques. Les pôles ou les parties de l'enroulement sont placés sur la périphérie intérieure d'un anneau en tôle tournant constitué par deux ou plusieurs paquets de tôles annulaires

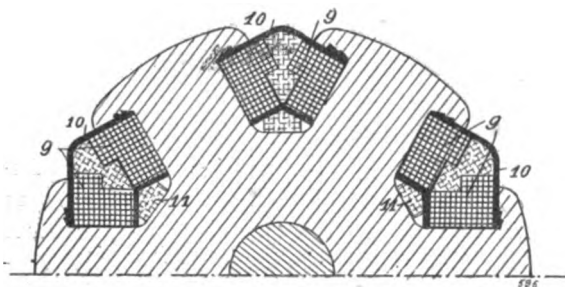


Fig. 8.

boulonnées côte à côte. L'emploi de tôles permet à l'anneau de supporter les efforts considérables de la force centrifuge et la disposition des pôles lourds ou des enroulements à la partie intérieure de l'anneau diminue les efforts qu'ont à supporter ces derniers.

Siemens et Halske divisent l'enroulement de chaque pôle de l'inducteur tournant en plusieurs bobines dont les joues répartissent sur plusieurs points du noyau les efforts dus à la force centrifuge.

L'Union Electricitäts Gesellschaft construit les noyaux et les masses polaires en tôles de diverses grandeurs qui s'encastrent les unes dans les autres et sont maintenues par des jonctions transversales. Les bobines inductrices sont assujetties à leur place par des crampons maintenus par les jonctions transversales.

Parsons a indiqué quelques modes de construction des inducteurs permettant de grandes vitesses de rotation et dans lesquelles le refroidissement du corps de l'induit est très complet, de sorte que les conducteurs de l'enroulement peuvent supporter une forte densité de courant. L'inducteur *a* (fig. 9) est massif ou bien constitué de plaques de fer minces auxquelles sont assujetties sur les deux ou sur une seule face, des plaques *d* en métal non magnétique. Les enrou-

lements sont placés dans les ouvertures *e* des plaques et les ouvertures *f* servent à la ventilation. Les espaces entre les plaques peuvent rester vides ou être comblés par des corps magnétiques ou non magnétiques.

En fait de nouveautés dans la construction des générateurs à courants alternatif ou triphasés, on doit mentionner en premier lieu les *turbo-générateurs*.

Porter et Carrier fixent le rotor de l'alternateur directement sur les roues d'une turbine à vapeur. La chaleur produite dans l'enroulement et dans le fer du rotor sert à sécher et à surchauffer la vapeur.

Parsons a construit un générateur dont la fréquence est la moitié de celle qui correspond à la vitesse de rotation. La machine consiste en deux générateurs accouplés dont l'un a son inducteur et son induit tournants. Cet inducteur est accouplé à la turbine à vapeur et entraîne son armature qui est accouplée avec l'inducteur de la seconde machine : la vitesse de rotation des inducteurs par rapport aux induits est ainsi la moitié de la vitesse de rotation de la machine, si les deux générateurs sont également chargés.

Les ateliers d'Oerlikon construisent une machine à grande vitesse dans laquelle l'inducteur

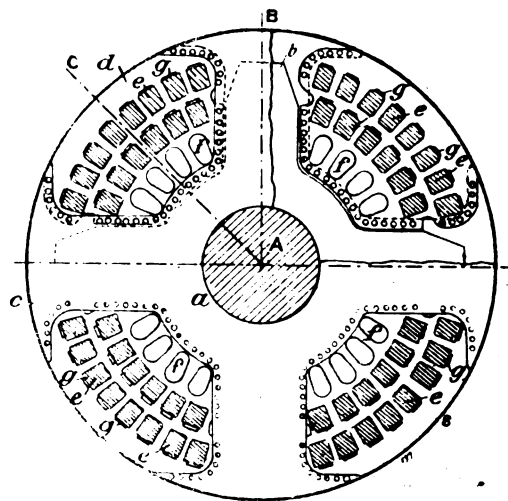


Fig. 9.

tournant est constitué par un cylindre de fer portant à chaque bout et au milieu une corne polaire : les cornes polaires extérieures sont de polarité contraire à celle de la corne polaire intérieure. La partie fixe de la machine consiste

en une carcasse avec trois anneaux de fer lamellé séparés portant les enroulements induits, et deux bobines concentriques au cylindre tournant qui produisent le champ. Par suite de la séparation

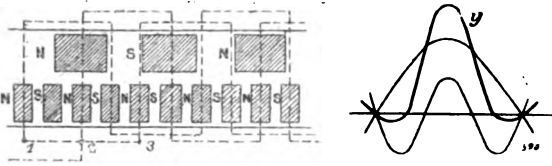


Fig. 10 et 11.

du flux magnétique en deux parties la section du cylindre de fer et par suite son diamètre peuvent être plus petits que dans le cas où toutes les lignes de force passent par la section du fer tournant.

Le générateur étudié par Arnold, Bragstad et Lacour produisant dans une seule et même armature deux courants alternatifs de fréquence différente offre un intérêt tout particulier. La figure 10 montre la disposition des deux systèmes

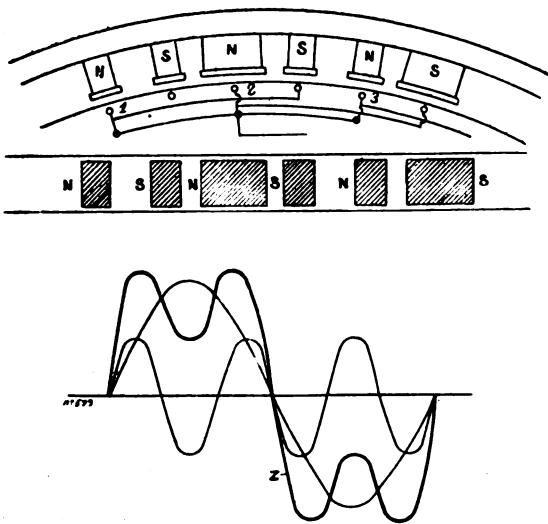


Fig. 12 et 13.

inducteurs sur un stator, où l'un des systèmes produit un courant alternatif dont la fréquence est le triple de celle du courant produit par le second système inducteur et représente le troisième harmonique de ce dernier. La figure 11 montre les deux courants alternatifs produits et le courant résultant y . Les deux systèmes inducteurs peuvent être réunis en un seul en confondant chaque troisième pôle du système inducteur

relatif au courant de fréquence triple avec un pôle de l'autre système inducteur (fig. 12). Si le courant alternatif résultant a la forme représentée par la figure 13, on peut employer pour sa production un système inducteur dont les pôles sont égaux entre eux et portent chacun une encoche parallèle à l'axe de la machine. Le courant résultant peut être séparé en ses deux composantes au moyen d'un transformateur muni d'un enroulement primaire et de deux enroulements secondaires. L'un de ces courants peut

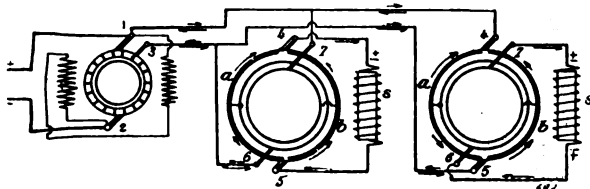


Fig. 14.

par exemple avoir une fréquence de 25 et servir à l'alimentation des moteurs, et le second une fréquence de 75 propre à l'éclairage.

La Société Siemens et Halske a construit un générateur pour courants alternatifs ou polyphasés de faible fréquence destinés à la commande d'une poinçonneuse électro-magnétique. Ce générateur consiste en une machine dynamo à courant continu produisant un ou plusieurs courants pulsatoires que l'on convertit en courants alternatifs au moyen de commutateurs qui renversent le sens des connexions avec le conducteur au moment où le courant pulsatoire passe par la valeur 0. La figure 14 montre une disposition de cette machine : le courant pulsatoire est pris sur la machine à courant continu au moyen du balai fixe 1 et d'un second balai fixe 3 glissant sur une bague reliée à un segment du collecteur. Le courant pulsatoire est ensuite converti en courant alternatif dans deux commutateurs tournant et utilisé en ss. Les diverses connexions des balais sont facilement compréhensibles d'après le schéma de la figure 10.

Heyland a construit un *générateur synchrone triphasé compound sans excitatrice*. Le courant d'excitation est pris sur les lames d'un collecteur auquel sont amenés, par trois balais calés à 120 les uns des autres, les courants de la machine, après leur passage dans un transformateur. La description de ce générateur a été donnée déjà plusieurs fois.

Les générateurs étudiés par Bradley, Mc Allister, Gratzmüller et Blondel sont remarquables.

La machine de Bradley a une armature en court-circuit et trois points équidistants de son stator sont connectés aux conducteurs des trois phases. Le circuit d'excitation est connecté à trois points équidistants du stator, placés au milieu de l'intervalle compris entre deux des points précédents ; il est muni de condensateurs dont la capacité est calculée par rapport à l'inductance du circuit à courant alternatif, de manière que les courants magnétisants aient la phase convenable. L'armature, à laquelle on peut amener du courant d'une source extérieure, tourne à une vitesse supérieure au synchronisme.

Le générateur de Mc Allister comprend pour l'excitation deux auto-transformateurs reliés chacun au stator en deux des points de jonction des phases et fermés sur des condensateurs.

Dans la machine auto-inductrice de Gratzmüller, des impédances sont placées dans les circuits des courants d'armature : le courant est alors décalé en arrière de la tension résultante et produit une composante dans la direction du champ inducteur.

Pour compounder un générateur asynchrone, Blondel envoie dans son rotor muni d'un enroulement polyphasé relié à des bagues, des courants de fréquence plus faible que celle du réseau, dont l'intensité et la phase dépendent des courants du réseau. Ces courants de faible fréquence proviennent du rotor d'une excitatrice accouplée mécaniquement avec le rotor du générateur. Le stator de cette excitatrice est excité par ces courants de faible fréquence et son rotor reçoit, comme les armatures des convertisseurs, des courants du réseau passant par des transformateurs et des bagues. Comme on le voit, la fréquence des courants excitateurs est déterminée par la différence entre la vitesse de rotation du générateur et la vitesse correspondant au synchronisme.

Le générateur compoundé de Buck possède un rhéostat intercalé dans le circuit d'excitation et actionné par un petit moteur. Le champ de ce moteur est produit par un enroulement compound dont une partie est connectée à une batterie d'accumulateurs et l'autre aux bornes à courant continu d'une commutatrice dont le côté alternatif est en dérivation sur les conducteurs

principaux. Les deux enroulements sont proportionnés de façon à ce que leurs effets se compensent tant que la différence de potentiel alternative est constante. Lorsque cette différence de potentiel aux bornes varie, la différence de potentiel du courant continu produit par la commutatrice varie et le petit moteur déplace la manette du rhéostat jusqu'à ce que la différence de potentiel aux bornes du générateur ait pris la valeur désirable.

Un dispositif tout à fait semblable a été indiqué par Rice qui ajoute à la machine un circuit auxiliaire dont la tension correspond à celle du réseau alternatif au lieu d'utilisation. Le courant auxiliaire peut être transformé en courant continu au moyen d'un collecteur ou d'un convertisseur et passe dans un enroulement inducteur du générateur opposé à l'enroulement inducteur principal. Lorsque la tension du réseau croît ou décroît, l'excitation du générateur diminue ou augmente.

Reist a amélioré l'excitatrice de son générateur compound et a rendu mobile l'inducteur de ce dernier de façon à pouvoir modifier la position respective de l'inducteur et du champ produit dans l'armature de l'excitatrice par les courants alternatifs. Il recouvre en outre les pôles inducteurs de l'excitatrice d'une plaque en métal paramagnétique qui, par suite de sa saturation empêche les courts-circuits du champ.

O. A.

(A suivre.)

ECLAIRAGE

Sur le maximum relatif de production de lumière en un point avec les lampes à arc à courant continu. Richter. *Electrotechnik Zeitschrift*, 4 février.

Si l'on veut utiliser dans une direction seulement la lumière émise par une lampe à arc, on peut augmenter la puissance lumineuse dans cette direction en plaçant les charbons dans une position anormale.

Position des charbons. — Dans ce but, les charbons peuvent recevoir des dispositions anormales de deux espèces.

a. Celles dans lesquelles leurs axes sont parallèles et ne sont pas dans le prolongement, mais placés à une certaine distance l'un de l'autre.

b. Celles dans lesquelles les deux axes des

charbons sont inclinés l'un sur l'autre et forment un angle inférieur à 180° .

Méthodes de mesure. — Les résultats donnés par ces dispositifs peuvent être déterminés par 4 méthodes différentes.

1° Par la mesure photométrique directe de la source lumineuse.

2° Par la détermination photométrique de l'éclairement sur une surface placée à une certaine distance de la source lumineuse, perpendiculairement à la direction d'utilisation.

3° Par la mesure de la grandeur de l'image que projette la surface rayonnante (le cratère) dans la direction d'utilisation. Cette grandeur (qui résulte du pourtour vrai du cratère, de son inclinaison sur la direction d'utilisation et de la surface couverte sur lui par la pointe du charbon négatif) est proportionnelle, d'après la loi du cosinus, à la quantité de lumière rayonnée par le cratère dans la direction considérée.

4° La grandeur de cette image peut aussi être calculée en se basant sur ce que pour une même intensité de courant et pour les mêmes charbons le cratère a toujours la même grandeur, et que de plus, les extrémités des charbons ont, à l'extinction, une forme déterminée par une loi. Il existe aussi, pour chaque position des charbons, une forme déterminée des deux électrodes et une place déterminée du cratère, d'où l'on peut déduire la grandeur de l'image projetée.

Les 3° et 4° méthodes de mesure reposent sur les lois suivantes : Le cratère de charbons homogènes, en exceptant les taches temporaires, présente une surface très également éclairante, nettement limitée. On peut considérer le cratère comme unique surface éclairante car, en dehors de lui, la lumière rayonnée par la lampe à arc provient principalement de la pointe du charbon négatif, qui se trouve cachée dans les mesures dont il s'agit. En outre, certaines zones incandescentes sombres qui entourent le cratère et la pointe rayonnent, ainsi que l'arc, une petite quantité de lumière, mais si faible en comparaison de celle qu'émet le cratère, qu'on peut la négliger sans commettre d'erreur sensible ; d'ailleurs, l'image de ces zones croît avec l'image de l'arc, ce qui justifie encore l'approximation que l'on fait en laissant de côté leur faible apport dans la quantité de lumière totale.

Les résultats de mesures photométriques sur la lampe à arc présentent, comme l'on sait, de

telles différences, que plusieurs mesures sont nécessaires pour une seule détermination de l'éclairement moyen. Mais comme la détermination du maximum relatif de la lumière produite n'est possible qu'avec une longue série de mesures, la 1^{re} et la 2^e méthode seraient extrêmement laborieuses. L'emploi des 3^e et 4^e méthodes permet d'éviter les causes des variations des résultats de mesures provenant d'une incandescence inégale du cratère due au manque d'homogénéité des charbons ou à des gouttelettes de sels fondus apparaissant sur les surfaces. La 4^e méthode donnerait des résultats plus exacts que la 3^e, mais est pénible.

D'après les considérations précédentes, la 3^e méthode paraît la plus favorable : elle a été employée dans les déterminations qui suivent pour obtenir les valeurs de la production maxima de lumière. Les mesures n'ont porté que sur le genre de disposition anormale indiquée paragraphe *a* : elles ont été faites au début de 1901 mais n'ont pas encore été publiées, parce que l'auteur voulait y joindre des résultats de mesures faites sur les dispositifs *b*, qu'il n'a pas eu le temps d'effectuer.

Dispositif. — L'auteur a employé une lampe shunt de Körting bien réglée. Celle-ci était placée sur un support permettant d'incliner les charbons sous divers angles, le cratère restant toujours à la même place. Les deux porte-charbons étaient ajustés avec soin de façon que les axes des charbons restent toujours bien parallèles. Le porte-charbon inférieur pouvait être déplacé parallèlement à lui-même grâce à une glissière portant une division sur laquelle un index marquait 0 lorsque les axes des deux charbons coïncidaient, et 10 lorsque l'axe du charbon inférieur, le moins gros, était dans le prolongement de la surface cylindrique du charbon supérieur : l'intervalle entre deux divisions correspondait donc au dixième du rayon du charbon positif. La source lumineuse était projetée sur un écran au moyen d'un appareil qui en décuplait la surface, et la périphérie de l'image du cratère ainsi formée était mesurée à des intervalles de temps égaux.

Méthode de détermination. — La surface de l'image de ce cratère, et le nombre de millimètres carrés (identique à l'éclairement relatif), a servi à représenter graphiquement les résultats. Les mesures ont été faites pour des inclinaisons

de charbons de 15° , 20° , 25° , 30° , 35° et 40° avec la verticale (fig. 1 à 6). Pour chacune de ces inclinaisons, les charbons ont été déplacés l'un par rapport à l'autre depuis la position où les axes coïncident jusqu'à la 9^e division de l'échelle

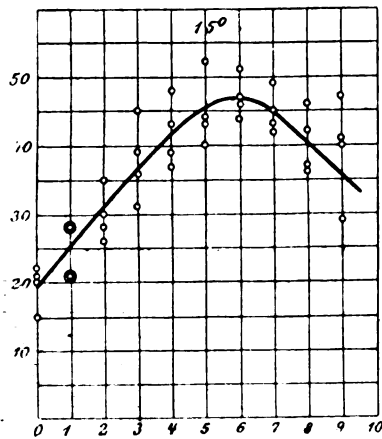


Fig. 1.

de la glissière, de sorte qu'en tout 60 évaluations ont été faites pour chaque série de mesures : 4 séries de mesures semblables ont été effectuées. La série de mesures *a* fut commen-

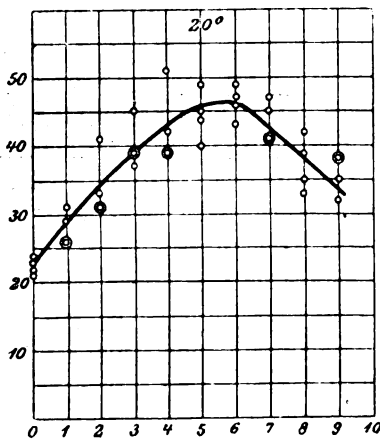


Fig. 2.

cée à l'inclinaison de 15° avec les axes des charbons dans le prolongement l'un de l'autre, les autres déterminations (mesures 1 à 6) portant sur des inclinaisons de 20° , 25° , 40° pour la même position relative des charbons. Ensuite, le charbon négatif fut décalé d'un intervalle de l'échelle de la glissière dans la direction de l'écran de projection, et, après que le cratère

correspondant à cette position se fut formé, 6 nouvelles mesures furent commencées à 15° (mesures 7 à 12). La suite des séries de mesures fut faite dans cet ordre et la dernière évaluation (mesure 60) porta sur l'inclinaison de 40° et la

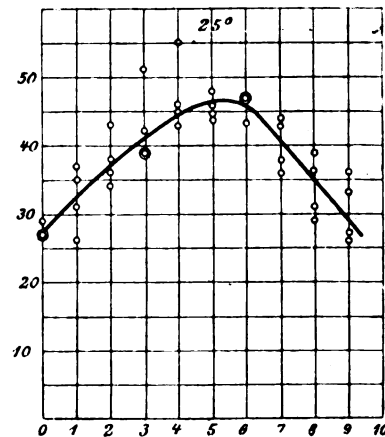


Fig. 4.

position relative *g* des charbons. La série de mesures *b* s'étendit de la division 9, inclinaison 16° , jusqu'à la division 0, inclinaison 40° ; la série de mesures *c*, depuis la division 0, in-

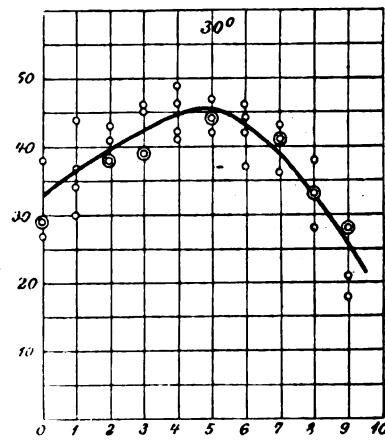


Fig. 4.

clinaison 30° , jusqu'à la division 9, inclinaison 15° ; la série de mesures *d*, de la division 9, inclinaison 40° , jusqu'à la division 0, inclinaison 15° . Comme électrodes, on employa des charbons Siemens A à mèche de 17 à 22 mm de diamètre. L'intensité de courant était maintenue aussi constante que possible à 30 ampères et la différence de potentiel entre bornes à 46 volts.

Corrections. — Comme la résistance intercalée avait une graduation trop grossière pour qu'il fût possible de maintenir d'une façon suffisamment satisfaisante l'intensité de courant à 30 ampères, et que la dimension du cratère dé-

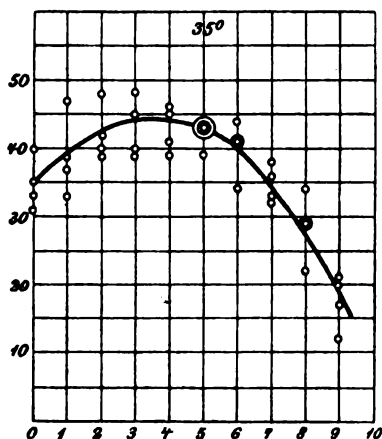


Fig. 5.

pend de cette dernière grandeur, une série de mesures particulières a été faite pour établir un facteur de correction. La vraie grandeur calculée d'après le diamètre du cratère pour la

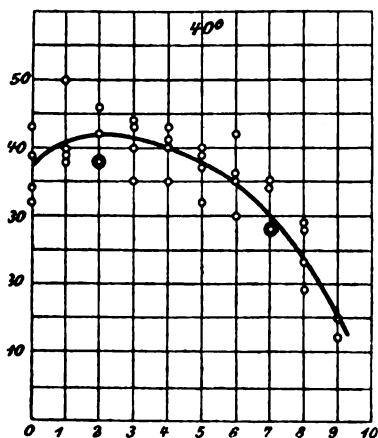


Fig. 6.

position coaxiale des charbons, montra que, pour une élévation de l'intensité du courant de 29 à 30 ampères ou de 30 à 31 ampères, la surface comprise entre les bords du cratère avait crû de 1,4 mm². En considérant le rapport entre la grandeur vraie du cratère et son image, on en déduisit les corrections à faire d'après les

variations de l'intensité du courant. Les variations de la différence de potentiel aux bornes n'ont aucune influence sur la grandeur du cratère ; la longueur de l'arc qui en dépend et qui détermine la quantité dont la pointe du charbon négatif recouvre le cratère a des variations si faibles dans les limites de l'expérience qu'il est inutile de la prendre en considération, d'autant plus que dans les images obtenues avec des charbons inclinés, une fraction seulement de la variation de longueur de l'arc intervient.

Résultats. — Dans la représentation graphique des résultats, on a porté en abscisses le déplacement relatif des charbons, d'après l'échelle indiquée, et en ordonnées le nombre de millimètres carrés que couvre l'image apparente non recouverte du cratère. On peut voir d'après les résultats que, pour chaque inclinaison, il existe un maximum d'éclairement correspondant à une certaine valeur du décalage entre les charbons. Ce maximum est supérieur de 141, 107, 69, 47, 26 et 14 p. 100, pour une inclinaison de 15°, 20°, 25°, 30°, 35° et 40° à la quantité de lumière que les charbons peuvent rayonner pour le même angle lorsqu'ils sont dans la position normale. La comparaison des divers maxima entre eux montre qu'ils vont en croissant un peu lorsqu'on s'approche de la position verticale des charbons et que l'on augmente le décalage entre leurs axes. Ce décalage a une limite, car l'arc commence à siffler quand on dépasse 7 divisions : il est extrêmement difficile d'obtenir, à 9 divisions, un arc non sifflant.

Les mesures ont été faites au laboratoire de Carl Zeiss à Iéna. Les images des contours de cratère obtenues par cette méthode montrent une grande symétrie : pour une même position des charbons elles sont presque identiques.

B. L.

Sur la relation entre l'intensité lumineuse et la température. Hermann Eisler. *Electrotechnische Zeitschrift*, 10 mars.

Lummer et Kurlbaum ont mesuré l'intensité lumineuse du platine à différentes températures et ont déduit de leurs observations une relation empirique qui donne une image claire de la rapide croissance de l'intensité lumineuse avec la température absolue. Si T_1 et T_2 sont deux températures absolues peu différentes, H_1 et H_2

les intensités lumineuses, on peut poser

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{T_1}{T_2} \right)^x$$

où x n'est valable que pour le faible intervalle de température compris entre T_1 et T_2 . La série d'observations de Lummer et de Kurlbaum a donné pour l'exposant x les valeurs suivantes :

T absolu	900	1 000	1 100	1 200	1 400	1 600	1 900
x	30	25	21	19	18	15	14

Si l'on trace le courbe de x en fonction de T en coordonnées rectangulaires, on obtient une courbe continue dont se rapprochent bien les valeurs de x . Lorsqu'on possède cette courbe, on peut déterminer d'avance pour le platine incandescent les variations de l'intensité lumineuse dans un intervalle de températures donné et peu étendu.

Dans leur travail, les auteurs ont indiqué que la relation entre l'intensité lumineuse et la température peut être déterminée indirectement par le calcul au moyen des chiffres de Langley sur la sensibilité de l'œil ⁽¹⁾ dans les différentes parties du spectre et des nombres relatifs à la répartition de l'énergie dans le spectre d'un corps incandescent. Les résultats d'un tel calcul n'ont encore jamais été publiés à notre connaissance, quoique ce dernier, comme nous allons le montrer, donne des renseignements remarquables sur les relations des grandeurs physiologiques de la radiation entre elles et avec les grandeurs physiques.

Langley, comme on le sait, a déterminé pour diverses couleurs (longueurs d'ondes) les différentes intensités de la sensation lumineuse produites par d'égales quantités d'énergie. Ces essais ont montré, comme on pouvait s'y attendre, que des énergies de rayonnement égales ne sont pas équivalentes au point de vue de leur action physiologique, mais que cette dernière est maxima pour la lumière jaune vert et décroît jusqu'à 0 depuis ce point jusqu'aux deux intensités du spectre visible. L'intensité de la sensation lumineuse dans le rouge pour une quantité donnée d'énergie rayonnée étant prise pour unité, on trouve pour l'intensité lumineuse correspondant à la même quantité d'énergie les

valeurs suivantes :

Longueur d'onde μ =	0,40	0,47	0,53	0,58	0,60	0,65	0,75
Intensité lumineuse pour des énergies égales	1 600	62 000	100 000	28 000	14 000	1 200	1.

Ces chiffres de Langley dont on peut, par interpolation, déduire les valeurs de la sensation pour des longueurs d'ondes intermédiaires, peuvent — si l'on adopte une autre échelle de mesure arbitraire — être considérés comme représentant les intensités lumineuses correspondant à la quantité d'énergie. L'intensité lumineuse de n'importe quel rayonnement homogène, dont l'énergie E_λ et la longueur d'onde λ sont données, peut alors s'écrire $H_\lambda = A_\lambda \cdot E_\lambda$, où A_λ représente la valeur de la sensibilité déduite de la table de Langley pour la longueur d'onde λ .

Pour pouvoir calculer de cette manière également l'intensité lumineuse d'une lumière composée dans laquelle sont contenus des rayons de longueur d'onde $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, il faudrait connaître la loi d'après laquelle l'action physiologique résultante d'un mélange de couleurs se déduit des actions des ondes individuelles. Des observations de ce genre n'existent pas à notre connaissance. Il faut donc admettre l'hypothèse approximative que l'action résultante est égale à la somme des actions individuelles et vérifier que les déductions résultent de cette hypothèse qu'on n'a pas le droit de formuler *a priori*, sont bien vérifiées et concordent avec les résultats d'expérience trouvés d'autre part. Par suite, l'intensité lumineuse d'une lumière composée est :

$$H_{\lambda_1}^n = A_{\lambda_1} E_{\lambda_1} + A_{\lambda_2} E_{\lambda_2} + A_{\lambda_3} E_{\lambda_3} + \dots + A_{\lambda_n} E_{\lambda_n}$$

Dans les modes d'éclairage reposant sur la radiation due à la température, on a en général affaire à un spectre continu et il existe une loi donnant la relation entre l'énergie de la radiation, la longueur d'onde et la température. Cette relation n'a pas, il est vrai, été vérifiée quantitativement d'une façon suffisamment étendue sur les corps qui se prêtent à l'observation directe pour que le calcul de l'énergie du rayonnement puisse être déduit, même pour un tel corps, de la longueur d'onde et de la température dans des limites étendues, mais elle est valable dans les limites du spectre visible qui

⁽¹⁾ *Lumière électrique*, 1889, volume XXXI.

nous intéressent ici. Par contre, nous avons été suffisamment documentés par les recherches théoriques et expérimentales de l'année précédente sur les propriétés du rayonnement du corps noir de Kirchhoff, qui depuis a trouvé sa réalisation grâce à Lummer et Wien, pour que l'énergie de la radiation puisse être calculée avec certitude dans de larges limites de la longueur d'onde et de la température. Il est vrai que la loi exacte de la répartition de l'énergie de la radiation noire attend encore une démonstration exempte d'objections, mais l'équation de Planck qui représente une amélioration d'une équation trouvée théoriquement auparavant par Wien mérite une certaine créance, car elle repose sur des hypothèses plausibles et vérifie exactement toutes les observations faites jusqu'à présent sur la radiation noire. Cette équation est la suivante :

$$E_{\lambda,T} = c_1 \left(\frac{e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}}{\lambda^5} - 1 \right)^{-1}$$

où $E_{\lambda,T}$ représente l'énergie de la radiation noire de longueur d'onde λ et de température absolue T , e la base des logarithmes naturels, c_1 et c_2 deux constantes.

Au lieu de l'équation de Planck on peut, dans l'étendue du spectre visible et tant que l'on n'étend pas le calcul aux températures extrêmement élevées, employer également l'équation primitive de Wien qui, d'après Lummer et Pringsheim, est valable tant que le produit λT (λ exprimé en microns) ne dépasse pas la valeur 3 000. Cette équation, plus commode que celle de Planck, sera employée par nous : elle s'écrit :

$$E_{\lambda,T} = c_1 \frac{e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}}{\lambda^5}$$

où les signes ont la même signification que dans l'équation de Planck, et où les constantes ont les valeurs suivantes : $c_1 = 1,24 \cdot 10^{-5}$, $c_2 = 1,45$ exprimées en unités CGS.

Si l'on considère pour une température déterminée T_1 l'énergie de la radiation comme fonction de la longueur d'onde, on a

$$E_{\lambda} = c_1 \frac{e^{-\frac{c_2}{\lambda T_1}}}{\lambda^5}$$

où la nouvelle constante $c_3 = \frac{c_2}{T_1}$ n'est valable que pour cette température. L'intensité lumineuse du corps noir à la température T_1 se calcule, d'après l'hypothèse précédente, par l'expression

$$H_1 = c_1 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} A_{\lambda} \frac{e^{-\frac{c_3}{\lambda}}}{\lambda^5} d\lambda.$$

Les limites d'intégration λ_1 et λ_2 sont les longueurs d'ondes correspondantes aux limites du spectre visible. On doit prendre comme telles les valeurs externes de la série d'observations de Langley, c'est-à-dire $\lambda_1 = 0,40$ et $\lambda_2 = 0,75 \mu$, quoique les longueurs d'ondes extrêmes visibles pour un éclaircissement moyen soient pour l'œil humain 0,38 et 0,78 μ . Cette approximation est permise, car la part de radiation au-dessus de 0,75 μ ou au-dessous de 0,40 μ est toujours si petite qu'elle est négligeable vis-à-vis de l'action physiologique totale. Au lieu d'effectuer le calcul de l'intégrale qui exigerait la connaissance de la fonction $A_{\lambda} = f(\lambda)$, on emploie la mesure graphique par les moyens connus. Les valeurs de l'intensité lumineuse et de la température ont été calculées de cette façon pour l'intervalle de température compris entre 800 et 6 000 : de la série de valeurs ainsi obtenues nous extrayons les suivantes :

Températures absolues

800°	1 000°	1 500°	2 000°	2 500°	3 000°
		4 000°	6 000°.		

Intensité lumineuse

2,3.10 ⁶	2,3.10 ⁹	7,6.10 ¹²	4,8.10 ¹⁴	6,4.10 ¹⁵	3,8.10 ¹⁶
		3,6.10 ¹⁷	3,5.10 ¹⁸ .		

Les intensités lumineuses sont exprimées dans l'échelle de mesures arbitraire définie plus haut, reposant sur le centimètre carré de surface éclairante et l'erg comme unité d'énergie.

La croissance rapide de l'intensité lumineuse avec la température que montre bien le tableau, est en parfait accord avec les observations précédentes. Parmi ces dernières, celles de Lummer-Kurlbaum sur l'émission lumineuse du platine sont bien les plus sûres et les plus étendues comme intervalle de température. Si l'on compare ces résultats d'expérience avec les résultats trouvés ici par le calcul en partant de bases absolument différentes, on voit que, mal-

gré les propriétés de rayonnements différents en général pour le corps noir et pour le platine, il existe une bonne concordance non pas entre les grandeurs absolues de l'énergie de la radiation, mais (exception faite d'une constante) entre les relations qui les unissent à la température. Cette concordance est nettement mise en évidence par les observations de Lummer et Pringsheim sur la répartition de l'énergie dans le spectre du corps noir et du platine brillant.

Pour permettre la comparaison directe, les résultats du calcul précédent peuvent être mis sous une forme faisant ressortir la dépendance entre la température et l'exposant x calculé d'après

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{T_1}{T_2} \right)^x :$$

La figure 1 donne ainsi la courbe de x en fonction de la température absolue. Les valeurs de x pour le platine, déduites des observations de Lummer-Kurlbaum, sont portées sur la même figure et indiquées par de petits cercles; elles concordent d'une façon surprenante avec l'allure de la courbe du corps noir et il est tout au moins impossible de constater un écart systématique. Ce résultat, et l'observation faite par Lummer et Pringsheim de la concordance entre les phénomènes présentés par le corps noir et le platine, donnent une confirmation indirecte de l'exactitude des mesures de Langley et de Lummer-Kurlbaum et permettent de tirer avec vraisemblance les conclusions suivantes :

1. L'action physiologique d'une lumière composée (l'intensité lumineuse) est égale à la somme des actions individuelles des diverses longueurs d'onde superposées dans cette lumière.

2. Le rayonnement du corps noir et du platine, dans l'étendue du spectre visible, dépendent de la même manière de la température. Pour les deux corps, il existe (à une constante près) la même relation entre l'intensité lumineuse et la température.

La seconde conclusion trouve une nouvelle confirmation dans les nouvelles mesures directes de Lummer et Pringsheim portant, pour un très faible intervalle de température, sur la relation entre l'intensité lumineuse et la température pour le corps noir. Les deux valeurs de x trouvées dans ces mesures sont indiquées par de petites croix sur la figure 1 et tombent très

près de la courbe calculée. On ne peut pas dire à présent avec certitude si, et dans quelle mesure, l'extension de la seconde conclusion à toutes les sources lumineuses employées est légitime, car les appareils actuels d'observation sont insuffisants à ce point de vue. On peut admettre comme vraisemblable que, tant que l'on utilisera comme source de lumière la radiation de corps solides portés à une température élevée — et c'est presque sans exception le mode de production employé — l'accroissement de l'intensité lumineuse avec la température pourra être exprimé, au moins approximativement, par la courbe x de la figure 1. On trouve un critérium de la vraisemblance de cette hypothèse lorsqu'on cherche une relation entre l'intensité lumineuse et l'énergie totale de la radiation en s'appuyant sur la relation connue entre la radiation totale du corps noir et la température. L'énergie totale de la radiation croît d'après la loi parfaitement exacte de Stefan-Boltzmann comme la quatrième puissance de la température absolue. Si donc l'on divise les ordonnées de la courbe x par 4 dans la figure 1, on obtient une nouvelle courbe y exprimant la croissance de l'intensité lumineuse du corps noir avec sa radiation totale. Si H_1 et H_2 représentent, comme précédemment, les intensités lumineuses pour deux températures peu différentes, S_1 et S_2 les énergies correspondantes de la radiation totale, on a :

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{S_1}{S_2} \right)^y,$$

relation valable pour la température moyenne indiquée sur l'axe des abscisses. La condition que l'énergie totale absorbée soit transformée en radiation est presque entièrement remplie, parmi les sources lumineuses usuelles, par le filament de carbone porté à l'incandescence dans le vide.

Lorsque la température de ce dernier est connue et en supposant qu'il fasse partie des corps noirs ou *gris* ⁽¹⁾, on peut voir directement sur la courbe y suivant quelle puissance son

(1) Les corps que l'on peut désigner sous le qualificatif de *gris* suivent exactement la loi de la radiation des corps noirs. La seule distinction est que leur radiation a une valeur inférieure, mais proportionnelle à celles des corps noirs. La loi de Stefan-Boltzmann s'applique en toute rigueur aux corps gris.

intensité lumineuse croît avec l'énergie absorbée. La température du filament de carbone normalement incandescent (c'est-à-dire absorbant environ 3,5 watts par bougie) peut être évaluée avec assez d'exactitude à 2000 degrés (température absolue), ce qui correspond d'après la courbe à $y = 3,2$. Cette valeur concorde avec les résultats de mesures familières à tous les électrotechniciens, déduits de la relation entre l'intensité lumineuse et la puissance wattée absor-

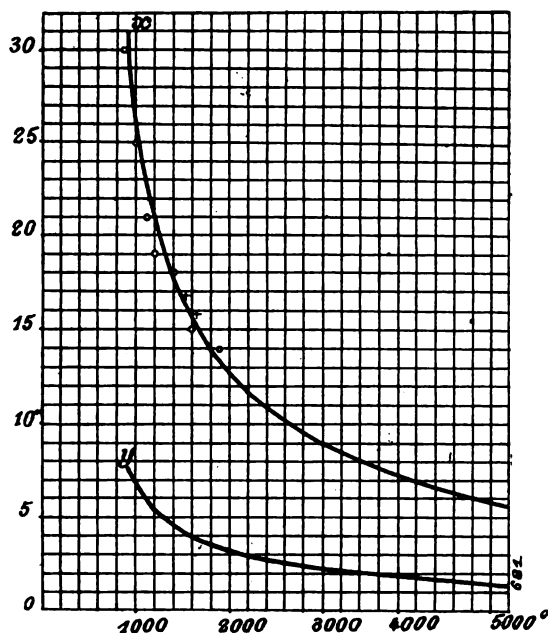


Fig. 1.

bée. Comme on le sait, cette relation est, pour les lampes consommant 2 à 4 watts par bougie, que l'intensité lumineuse croît en moyenne comme la troisième puissance de la puissance. On ne doit pas s'étonner que la valeur trouvée d'après la courbe de y soit un peu plus élevée, car le filament de carbone n'est pas un corps noir, ni vraisemblablement un corps gris et n'obéit par conséquent pas exactement à la loi de Stefan-Boltzmann. Comme la radiation totale du platine croît presque exactement avec la cinquième puissance de la température, il est à présumer que la radiation totale du filament de carbone, qui devrait être considéré, au point de vue de ses propriétés, comme intermédiaire entre le platine et un corps gris, et plus proche de ce dernier, croît comme une puissance de la

température un peu supérieure à la quatrième. La concordance serait alors plus exacte.

Guillaumie a essayé d'extrapoler, au delà de la température la plus élevée sur laquelle les observations ont été faites, la relation déduite des mesures de Lummer-Kurlbaum sur le platine $x = f(T)$. D'après les données de Lummer cela a conduit à une courbe à peu près asymptote à $x = 12$. Cette extrapolation semble risquée. On aurait pu, de prime abord, la condamner en

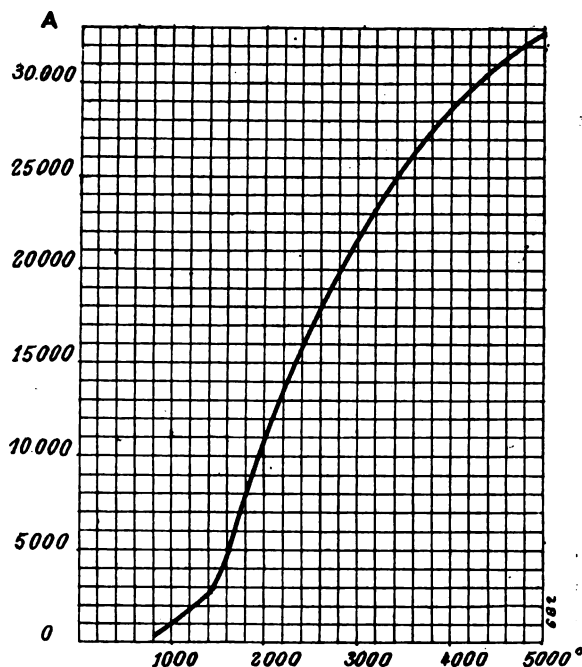


Fig. 2.

considérant que, pour chaque radiation, on doit arriver finalement à un point à partir duquel la plus grande partie de l'accroissement de la radiation fait partie de la portion ultra-violette invisible, ce qui entraîne pour x une valeur voisine de 0. Il est d'autant plus difficile de dire quelque chose de certain sur ce sujet que la courbe de x a déjà été étendue au delà des limites entre lesquelles est valable l'équation de Wien employée pour son calcul. De l'allure de la courbe x , encore bien plus que de celle de la courbe y , il résulte qu'il ne faut pas espérer une amélioration illimitée du rendement pour une élévation illimitée de la température. Au point pour lequel la valeur de y atteint l'unité (ce point devrait être un peu au delà de la température vraisemblable du soleil, soit

6000°), le rendement, ou rapport de la radiation totale à l'intensité lumineuse, doit rester stationnaire pour un nouvel accroissement de la température, pour ensuite devenir de plus en plus mauvais. Le même fait doit exister, bien que les valeurs de la température soient différentes, pour tous les modes d'éclairage reposant sur la radiation : l'amélioration du rendement des sources lumineuses par simple augmentation de la température semble donc se heurter à une limite infranchissable dont nous sommes d'ailleurs encore très éloignés.

Les considérations précédentes permettent de répondre à la question fréquemment discutée de l'évaluation de la valeur d'une source lumineuse. La valeur du rendement technique est déterminée par le rapport entre la puissance lumineuse et l'énergie totale consommée. Cette échelle de mesure — distincte du rendement vrai qui n'envisage que le prix final de l'unité de lumière — ne tient compte ni de la façon dont l'énergie consommée est transformée (si elle est exclusivement transformée en radiations ou non) ni de la composition spectrale de la lumière produite.

La courbe de la figure 2 représente pour le corps noir la relation entre la température et la valeur physiologique de la radiation exprimée d'après la mesure de Langley. Elle a été obtenue en calculant pour un grand nombre de températures le rapport entre les puissances lumineuses trouvées précédemment et les énergies correspondantes, c'est-à-dire

$$A_T = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} A \lambda \frac{e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}}{\lambda^5} d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}}{\lambda^5} d\lambda}$$

La courbe indique aussi que la valeur physiologique de la radiation visible du corps noir croît avec la température.

Il faut remarquer que la grandeur A n'indique d'aucune façon si, et dans quelle proportion, une part de l'énergie totale consommée pour la production de lumière est convertie en d'autres formes d'énergie (radiations invisibles, échauffement de l'air environnant). On ne peut la considérer comme une mesure du rendement lumi-

neux du corps noir qu'à la condition de faire abstraction des radiations invisibles. Comme chaque valeur de A correspond à une production de lumière exempte de pertes (avec 100 p. 100 de rendement), on peut déduire de la courbe les résultats auxquels on arrive lorsque l'on cherche à déduire une mesure générale du nombre trouvé pour le rendement d'une source lumineuse spéciale. Prenons, par exemple, le cas de notre unité habituelle, la bougie Hefner. Tum-lirz a trouvé que la radiation visible de cette source lumineuse, en admettant que l'émission se fasse dans toutes les directions, correspond à une énergie de $1,9 \cdot 10^6$ ergs par seconde en chiffres ronds. Ce nombre qui, d'ailleurs, n'est pas d'une exactitude certaine et qui s'est introduit sous le nom, peu heureux à nos avis, de *Equivalent mécanique de l'unité de lumière*, ne peut d'aucune façon être considéré comme une mesure valable pour toutes les sources lumineuses, au même titre que l'équivalent mécanique de l'unité de chaleur qui, dans toutes les transformations de chaleur en travail, conserve la valeur immuable de 424 kgr par grande calorie. Car la température vraisemblable de la bougie Hefner est voisine de 1800° et, comme ses propriétés au point de vue de la radiation ne devraient pas s'écarter beaucoup de celles du corps noir, la valeur physiologique de sa radiation visible peut être approximativement prise comme égale à celle qu'indique la figure 2 pour 1800°. Pour environ 4000°, température présumée du cratère de l'arc électrique, ce nombre est environ 3,5 fois plus grand. Si l'on supposait alors, d'après Tum-lirz, qu'il est impossible d'obtenir, par aucun moyen de production de la lumière, plus de 5,2 bougies par watt, cette conclusion qui ne tient pas compte de la composition spectrale de la lumière Hefner serait infirmée par la figure 2. En effet, une lumière correspondant à la composition spectrale du corps noir à 4000° devait produire 18,7 bougies par watt, en supposant les pertes nulles.

Si l'on désire avoir un nombre pour exprimer le rendement tout à fait idéal de la production de lumière, on peut le déduire d'un mode d'éclairage qui réaliserait la transformation complète de l'énergie consommée en radiations de la longueur d'onde par laquelle l'œil humain présente la plus grande sensibilité.

D'après les recherches de Langley, cette lon-

gueur d'onde est de 0,53 microns. La valeur physiologique qui y correspond devrait être exprimée par le chiffre 100 000, au lieu du chiffre 8 000 qui correspond approximativement à la lumière Hefner (fig. 2). Le rendement maximum serait donc d'environ 65 bougies Hefner par watt. Ce résultat — en faisant abstraction de l'impossibilité absolue où l'on est de l'atteindre par quelque moyen que ce soit — serait inapplicable à la production de lumière au point de vue pratique, car une source lumineuse utilisable doit, en outre des conditions de rendement nécessaires, satisfaire à d'autres exigences, telles que la possibilité d'une bonne coloration aussi voisine que possible de celle de la lumière du jour et agréable à l'œil. Ces deux conditions ne sont pas remplies par la lumière simple jaune vert qui permettrait d'obtenir le maximum de rendement. Comme la composition du spectre visible (en exceptant les lignes d'absorption) ne doit pas s'écarter essentiellement de celle du corps noir porté à haute température, la courbe de la figure 2 doit donner ici aussi des renseignements. Elle indique un maximum qui vraisemblablement doit être placé au delà de $6\,000^\circ$ et atteint environ la valeur 40 000 (pour une extrapolation exacte, le calcul devrait être fait avec l'équation de Planck plutôt qu'avec celle de Wien); en employant le chiffre trouvé pour la lumière Hefner on arrive à la valeur d'environ 27 bougies par watt. Plus la part d'énergie transformée en radiations invisibles ou en autres formes d'énergie est considérable, et plus le rendement d'une source lumineuse s'éloigne du résultat idéal se rapportant à la production intégrale d'une lumière analogue comme composition spectrale à la lumière du jour. Mais il est impossible d'arriver à ce résultat par l'emploi de modes d'éclairage dans lesquels la production de lumière a lieu en passant par l'intermédiaire de la chaleur on pourrait peut-être en approcher par l'utilisation des phénomènes de luminescence, grâce auxquels on peut transformer intégralement une quantité d'énergie donnée en radiations visibles (avec un rendement de 100 p. 100 d'après les mesures physiques).

B. L.

TÉLÉGRAPHIE

Le télégraphe imprimeur Steljes, Lindow. E T Z, 25 février.

Le télégraphe imprimeur Steljes appartient, comme celui de Siemens, à la classe des télégraphes imprimeurs à types qui, par suite de leur manipulation très simple permettant une mise au courant rapide, sont destinés à l'usage direct du public. Le télégraphe imprimeur sert de complément au téléphone pour les communications où la transmission orale semble n'être pas assez sûre, et où l'indiscrétion possible d'une troisième personne doit être évitée, et dans tous les cas où il n'y a pas toujours une personne présente pour la réception des nouvelles. Le télégraphe imprimeur ne nécessite la présence de personne à l'appareil récepteur et enregistre les dépêches au fur et à mesure de leur arrivée.

Tandis que dans l'appareil de Siemens et Halske le courant électrique nécessaire à la commande et à la correction des roues des types est emprunté à une batterie à courant continu et modifié dans sa direction suivant les besoins par un commutateur, Steljes se sert pour la commande de son appareil d'un courant alternatif fourni par une machine magnéto-électrique, mise en mouvement par une pédale ou par un électromoteur.

L'appareil transmetteur renfermé dans une caisse métallique est représenté en section transversale par la figure 1 et en plan par la figure 2 et correspond *grosso modo* à l'ancien appareil magnétique de Wheatstone. La rotation de l'axe horizontal A de la magnéto J est transmise par l'intermédiaire d'une vis sans fin B (fig. 2) à l'axe vertical C du transmetteur. Le rapport de transformation est choisi de telle façon qu'un tour complet de l'axe C corresponde à 15 tours de l'axe A ou à 30 émissions de courant de la magnéto.

L'axe C entraîne un disque C fixé à la carcasse de l'appareil à proximité du bord avec une échancrure pour le guidage du levier T (la forme du disque est indiquée par la figure 3). La roue E est fixée sur l'axe C et la pièce F, munie d'un nez G est calée à frottement doux. Un ressort plié H relié au nez G pénètre par son bout libre taillé en pointe dans les dents de la roue E et force la pièce F à prendre part au mouvement lorsque la roue E tourne. Les mouvements de la

pièce F sont indiqués par une aiguille K faisant corps avec elle et qui se déplace sur un cadran contenant dans 30 cases tous les signes télégraphiques de l'appareil. Chaque impulsion de courant due au mouvement de rotation de l'axe de

la magnéto correspond à un déplacement de l'aiguille K égal à la largeur d'une case du cadran.

Le bras de contact L est monté à frottement dur sur l'axe C. Lorsque la pièce F tourne, ce bras suit le mouvement jusqu'à ce qu'il soit

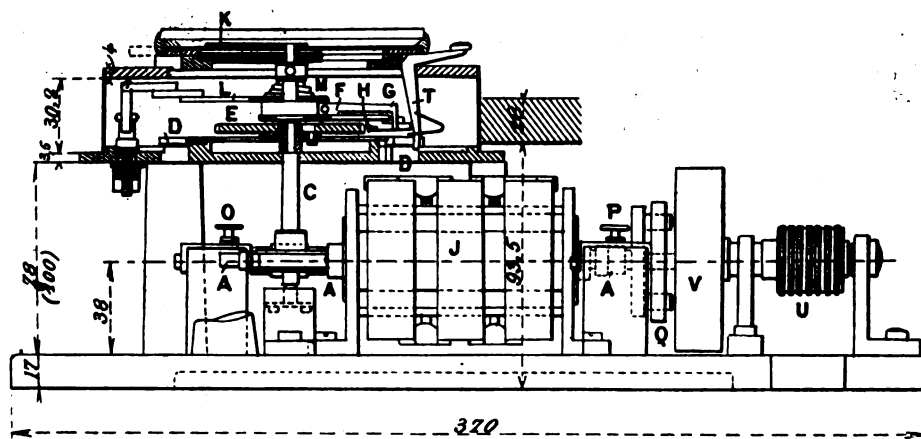


Fig. 1.

arrêté par le contact 2 de l'interrupteur (fig. 11). Il reste dans cette position jusqu'à ce que le mouvement de la pièce F prenne fin ; il est alors rappelé par le ressort spiral M₀ et

revient à sa position de repos. Un contact 4 isolé du bras (fig. 11) est relié à l'un des pôles de l'inducteur dont l'autre pôle est connecté au contact 1 de l'interrupteur de courant. La prise

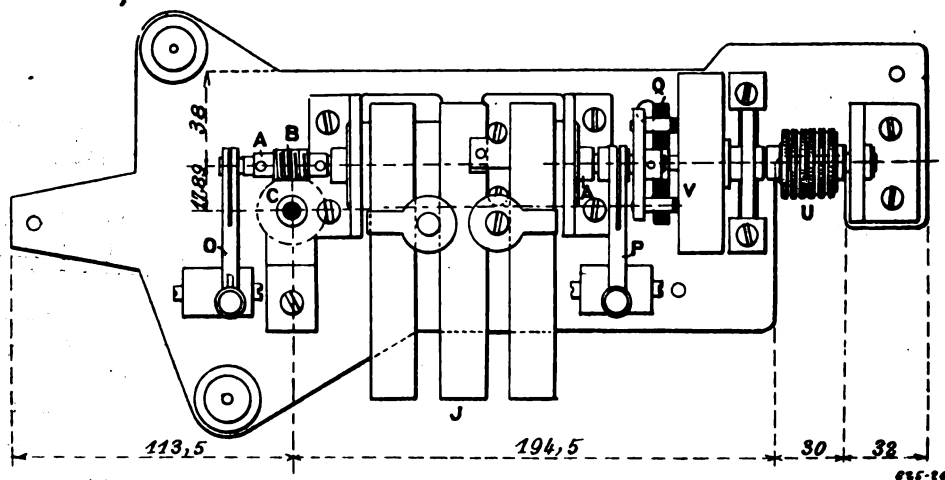


Fig. 2.

de courant des pôles de l'inducteur s'effectue par les balais O et P. Tant que la pièce F tourne, le bras L assure la fermeture du circuit des courants alternatifs de la magnéto ; lorsque le mouvement de F s'arrête, et que le bras de contact L est rappelé par le ressort M₀, la connexion entre

les contacts 2 et 4 cesse d'exister et le circuit est coupé ; par contre le circuit est fermé entre l'appareil récepteur et la ligne de retour sur la terre par les contacts 1 et 2. On arrête les mouvements du bras de contact L en abaissant les touches placées suivant une circonférence autour

du cadran, et mobiles autour d'un axe horizontal. Quand l'une de ces touches (par exemple T, figure 1) est abaissée, sa jambe dirigée vers le

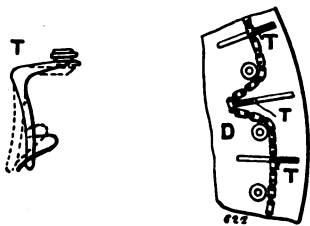


Fig. 3.

bas se place sur le chemin du ressort H, l'arrête et le fait sortir de la roue dentée E qui continue son mouvement : la pièce F restant immobile le levier de contact L revient à sa position de repos.

Dès que l'on abaisse une autre touche, la première revient d'elle-même à sa position de repos

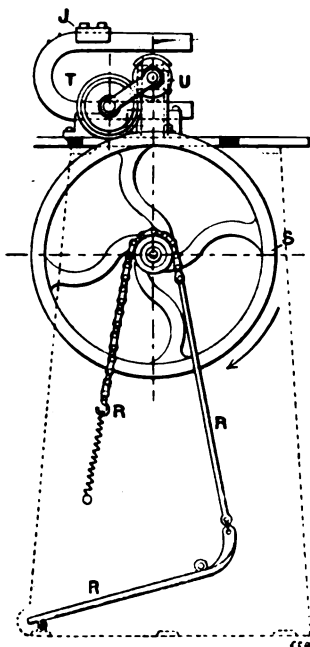


Fig. 4a.

et laisse le ressort H rentrer dans une des dents de la roue dentée, et le circuit est de nouveau fermé pour les courants alternatifs du transmetteur, jusqu'à ce que le ressort soit arrêté par l'abaissement d'une nouvelle touche qui interrompt le circuit.

Le retour automatique de chaque touche à sa

position de repos est causé par l'abaissement d'une nouvelle touche grâce à l'encenchement mécanique suivant. Le disque D est placé à peu de distance de la plaque de fondation de la carcasse de l'appareil.

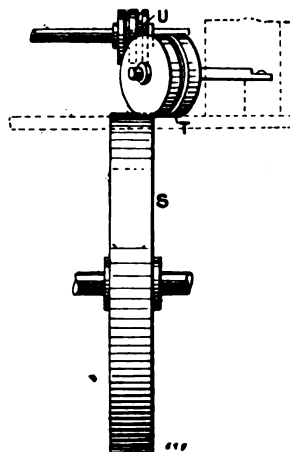


Fig. 4b.

Entre ces deux parties court, parallèlement à la périphérie du disque, une chaînette sans fin souple et très légère reposant sur un grand nombre de petites roulettes. La figure 3 montre la disposition de cette chaînette. Le

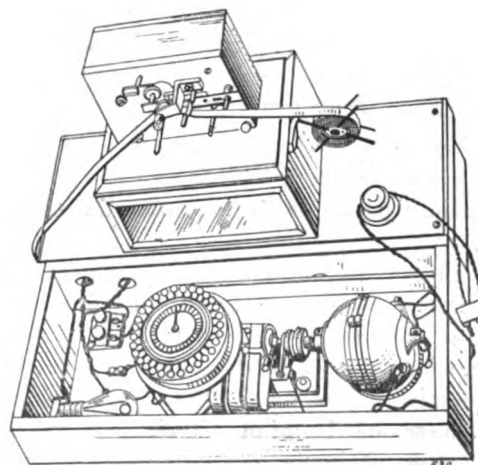


Fig. 5.

disque D est muni, à proximité du bord, de 30 fentes dans lesquelles s'engagent les parties descendantes des touches. Tant que ces dernières ne sont pas abaissées, elles n'appuient que faiblement sur la chaîne. Lorsqu'on appuie sur une touche, sa partie inférieure fait faire à

la chaînette un crochet entre deux roulettes. La longueur de la chaînette est telle qu'elle ne peut faire de crochet en un seul point ; par conséquent lorsqu'on abaisse une seconde touche, le crochet qui se forme fait tendre la chaînette aux autres points, et la touche précédemment abaissée remonte.

Le transmetteur représenté par les figures 1 et 2 est construit pour la commande au pied. L'accouplement entre l'axe de l'inducteur et l'axe du dispositif de commande est fait au moyen d'une courroie de cuir munie de trous dans lesquels s'engagent de petites broches.

Cette commande au pied est visible sur les figures 4a et 4b. Elle consiste en une chaîne Galle actionnée par une pédale et un volant S dont le mouvement est transmis à la roue U par l'intermédiaire d'une roue T munie de deux bandes de caoutchouc. Cette dernière est maintenue par un ressort spiral et s'applique fortement entre le volant et la roue U dans le mouvement en avant. Pour obtenir une vitesse de rotation aussi constante que possible, on a placé encore un petit volant V sur l'axe. Dans l'appareil à commande par électromoteur représenté figure 5, un moteur Lundell entraîne par

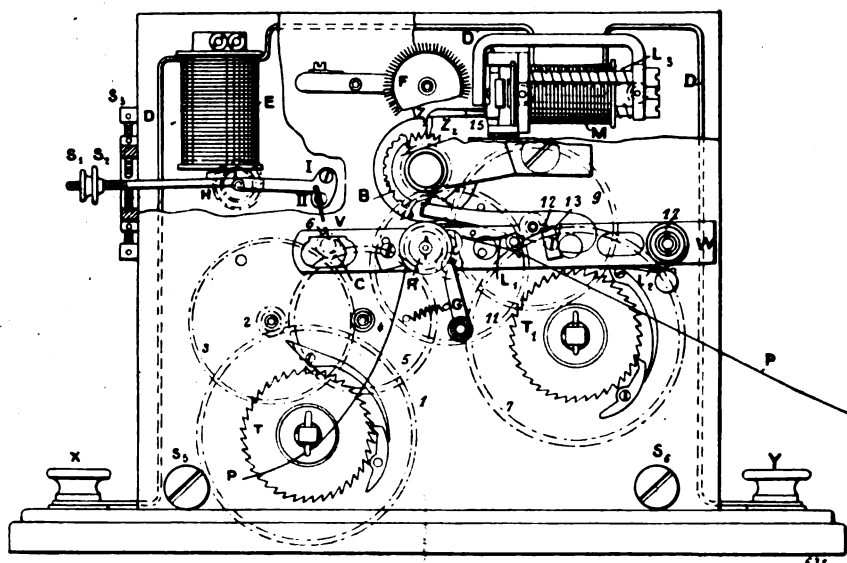


Fig. 6.

courroie l'arbre de la magnéto du transmetteur.

Ce moteur fonctionne sur les circuits d'éclairage à 110 volts et se branche au moyen d'une prise de courant ordinaire : la boîte contient un coupe-circuit, un interrupteur bipolaire, et une lampe à incandescence en série avec l'armature. La vitesse de rotation du moteur peut être accrue ou diminuée par l'emploi de lampes à incandescence de plus ou moins grande intensité.

Le mécanisme de l'appareil récepteur représenté figure 6 doit remplir les conditions suivantes :

- 1° Enclencher et déclencher la roue des types;
- 2° Assurer le synchronisme entre le poste transmetteur et le poste récepteur ;
- 3° Effectuer le changement lorsqu'on passe de

l'impression de caractères à l'impression de chiffres et réciproquement ;

4° Imprimer les signes ;

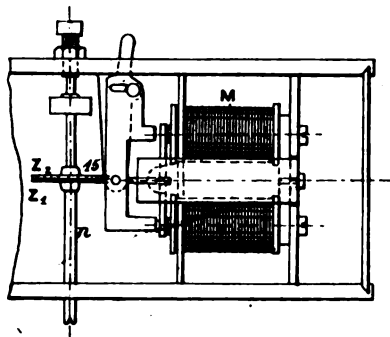
5° Régler la marche de la bande de papier.

L'enclenchement de la roue des types, l'impression et le mouvement de la roue des types sont effectués mécaniquement par les mouvements d'horlogerie T et T₁.

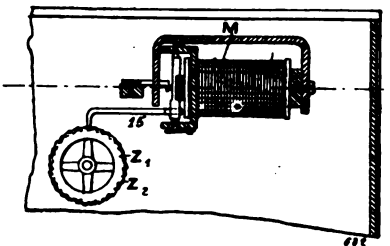
Le réglage du mouvement de la roue des types est effectué par l'électroaimant polarisé M au moyen du loquet 15 ; le réglage du mouvement du dispositif, imprimeur par l'électroaimant E, son armature H et la pointe V placée sur l'excentrique C. La règle W, mobile autour de la cheville 17 et placée en avant de la carcasse de l'appareil, porte le cylindre R, qui guide le papier, le ressort de pression L, et une pièce 13 dont le

rôle sera décrit postérieurement. L'excentrique C soulève et laisse retomber alternativement la règle W. Ce mouvement fait appuyer le cylindre R et la bande de papier qui l'entoure contre la roue des types B.

Lorsque les courants alternatifs provenant d'un transmetteur arrivent par la ligne reliée aux bornes X et Y et parcourent les électroaimants E et M montés en série, l'électroaimant en fer doux E attire son armature H et la maintient pendant toute la durée de l'émission du



a. Vue en plan.

b. Vue en élévation,
Fig. 7.

courant. Par suite de l'abaissement du bras droit du levier H, la pointe V de l'excentrique C glisse de l'encoche II et se place, avec une faible rotation, dans l'encoche I.

Les butoirs S_1 et S_2 règlent la hauteur dont s'élève l'armature H; S_1 et S_2 sont des contre-poids. L'électroaimant polarisé M fait osciller son armature sous l'effet des courants alternatifs et avec elle le loquet 15 et permet aux deux roues Z_1 et Z_2 soumises à l'effort du mouvement d'horlogerie T_1 et fixées sur l'axe de la roue des types, de tourner dans le sens du mouvement d'horlogerie. Ces deux roues ont chacune 15 dents et sont disposées de manière que les dents de l'une correspondent aux creux de l'autre.

Les figures 7a et 7b représentent le dispositif vu en plan et en élévation.

Comme les deux roues Z_1 et Z_2 sont calées sur le même axe que la roue des types B, chaque tour des premières correspond à un tour de la roue des types. Un déplacement d'une dent correspond à une rotation de la roue des types égale à la largeur d'un signe. Lorsque la der-

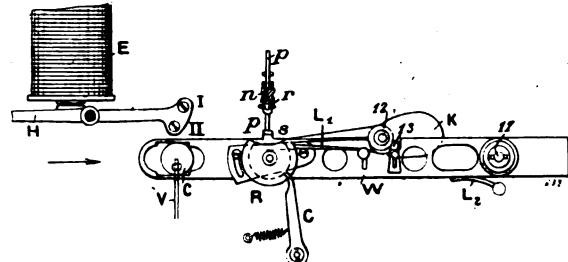


Fig. 8.

nière impulsion de courant prend fin, la roue des types a pris une place bien déterminée correspondant au nombre des impulsions de courant. L'électroaimant E laisse alors retomber son armature H; l'encoche I libère la pointe V et sous l'influence de T l'excentrique C tourne et provoque l'élévation et l'abaissement de la règle W. La pointe V se place après un tour dans l'encoche II et cause l'arrêt de l'excentrique.

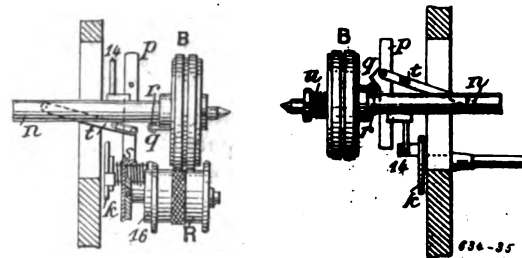


Fig. 9 et 10.

Lorsque la règle W se soulève, en premier lieu le loquet G glisse sous la dent la plus voisine de la roue-guide du papier assujettie au cylindre R (pointillée dans les figures 6 et 8) et représentée (fig. 9 et 4); ensuite la bande de papier P est appuyée par le cylindre R contre le signe de la roue des types en face duquel il se trouve, et ce signe est imprimé. Lorsque la règle W descend, la dent de la roue-guide appuie sur le loquet G et cause une rotation du cylindre R et un avancement de la bande de papier P correspondant à l'écartement de deux signes.

Les mêmes phénomènes se répètent à chaque nouvelle émission de rupture de courants alternatifs.

La réception de nouvelles dans une ligne télégraphique à impression suppose que les roues des types de tous les récepteurs sont en synchronisme, de manière que tous les appareils présentent au même moment la même lettre. Ce résultat est obtenu au moyen du dispositif de correction qui consiste dans un levier K placé sur l'arbre de la roue 9 et entraîné par lui à frottement dur. Le levier de correction est relié

à une pointe de correction placée sur l'arbre de la roue des types (fig. 6, 9, 10).

Tant qu'une touche est abaissée dans le transmetteur, la pièce F tourne avec le disque E et ferme pendant toute la durée de rotation le contact entre L et L_1 . Par suite les courants alternatifs sont envoyés dans la ligne jusqu'à ce qu'ils aient produit une impression. Ces courants servent de courants de correction de la façon suivante. Lorsque les roues Z_1 et Z_2 font plusieurs tours (3 ou 4 complets) sous l'effet d'un grand nombre d'impulsions de courant, le levier de

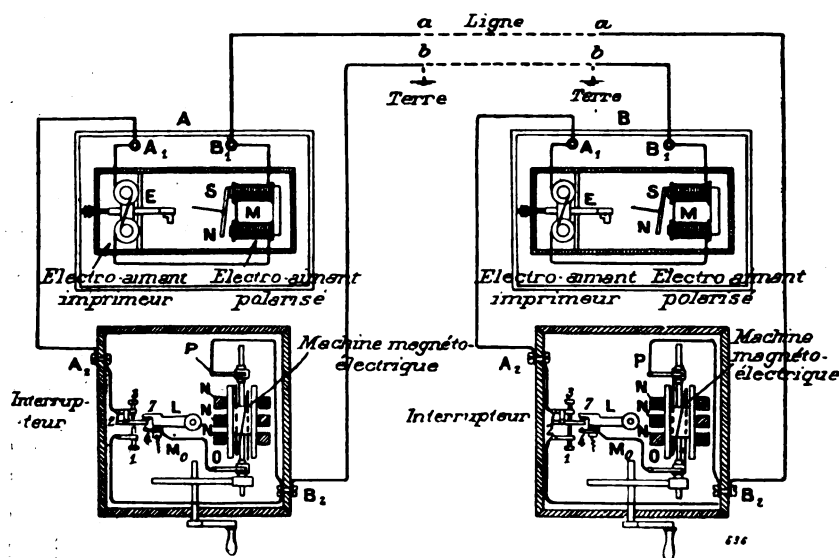


Fig. 11.

correction K est soulevé par la roue 9, d'une façon suffisante pour venir se placer sur le chemin de la pointe de correction 14 fixée sur l'axe n de la roue des types et tournant avec elle. Le mouvement de rotation de cet ensemble est ainsi arrêté. Comme dans chaque appareil la pointe de correction 14 est montée sur l'axe de la roue des types dans le même plan que le point neutre, les roues des types de tous les appareils se trouvent au zéro quand ces derniers sont arrêtés.

Dès que le courant de correction cesse, le dispositif imprimeur revient en liberté par suite de la chute de l'armature H de l'électroaimant E, et la règle W est remise en service. Lorsque cette règle se soulève la partie 13 fixée sur elle frappe violemment la pointe 12 du levier de correction K ; l'effort de frottement qui avait déter-

miné l'élévation du levier est surmonté, et ce dernier est renvoyé vers le bas dans sa position de repos. Par suite de ce mouvement la pointe de correction redevient libre et la roue des types peut de nouveau suivre les impulsions de courants. Chaque fois que l'on veut commencer à télégraphier, il faut faire ce réglage des appareils au synchronisme. Ensuite, comme le point de départ de toutes les roues des types est le même et que chaque signe exige un nombre bien déterminé d'impulsions de courant, les roues des types de tous les appareils sont toujours au même instant dans la même position.

Le levier de correction K ne peut pas atteindre la pointe de correction 14 pendant que l'on télégraphie, car pour cela il faut au moins trois tours complets, tandis que pour l'impression d'un signe un seul tour au plus est nécessaire,

et à chaque impression le levier K revient toujours à sa place de repos.

La figure 8 représente le levier imprimeur W dans sa plus haute position : la pointe V a quitté l'échancrure I, l'excentrique C a fait un tour complet et le cylindre imprimeur R appuie la bande de papier contre la roue des types ; le levier de correction K a été ramené à son point le plus bas par la pièce 13.

Sur la périphérie de la roue des types 3 sont placés sur deux rangées les caractères en caoutchouc : la première rangée contient les lettres et l'autre les chiffres et les signes divers. Pour passer des lettres aux chiffres et réciproquement, la roue des types doit être décalée horizontalement sur son axe de façon que la seconde rangée se trouve en face du cylindre imprimeur. Ce décalage est obtenu mécaniquement en abaissant la touche neutre des lettres ou la touche neutre des chiffres. Au moment de l'abaissement de la touche neutre, pour le passage de l'impression des lettres à l'impression des chiffres, le coin *q* (fig. 9) d'un levier d'angle *pt* est poussé par un butoir *s* contre un galet *r* fixé à la roue des types et force cette dernière à se déplacer. Lorsque l'on abaisse l'autre touche neutre, le coin *q* est repoussé par *s* et le retour de la roue des types à sa position s'effectue sous l'action d'un ressort spiral *u*. La figure 9 indique la position de la roue des types pour l'impression des chiffres, et la figure 10 pour l'impression des lettres. La coloration est obtenue au moyen de la roue F placée avec une faible pression contre la roue des types B et imprégnée d'aniline ou d'encre spéciale.

La marche du courant et la connexion entre deux appareils Steljes en exploitation sont indiqués par la figure 11. Lorsque la station A télégraphie, le courant passe de sa magnéto par le balai *o*, le contact 4, le contact 2, la borne *A*₂ du transmetteur, le récepteur, la ligne et la borne *B*₂ du transmetteur de la station B. Là, l'interrupteur est à la position de repos ; le contact 2 est donc en liaison avec 1 et le contact 4 est isolé. Le courant passe de *B*₂ par 1 et 2 à travers le récepteur de B et retourne par la ligne à A où il rentre par la borne *B*₁ au balai P de la magnéto. La terre peut servir de conducteur de retour à la place d'un conducteur métallique.

Lorsqu'à la station A le bras de contact L retombe dans la position de repos indiquée par

la figure, le chemin du courant est coupé et n'est rétabli que par l'abaissement d'une nouvelle touche qui déplace le bras de contact L et ferme les contacts 4 et 2.

D'après les données de la maison Stock et C^o qui exploite les brevets Steljes, la capacité de ce télégraphe imprimeur est de 700 à 800 mots à l'heure pour la commande à la main, et de 1.200 à 1.500 mots à l'heure pour la commande au pied ou par moteur.

ACCUMULATEURS

Accumulateurs ou éléments galvaniques. (*Centralblatt für Accumulatoren*, 15 février. **Couvercle imprégné de graisse pour la fermeture d'éléments galvaniques**, E. Folkmar. Patente allemande 146 306, 11 mai 1901.

Au-dessous d'un fort couvercle *a* (fig. 1 et 2) est placée une partie souple *d* poreuse capable d'absorber une certaine quantité d'huile ou de graisse. Le couvercle solide *a* porte une ouverture centrale *b* et un trou *c* ; la partie poreuse

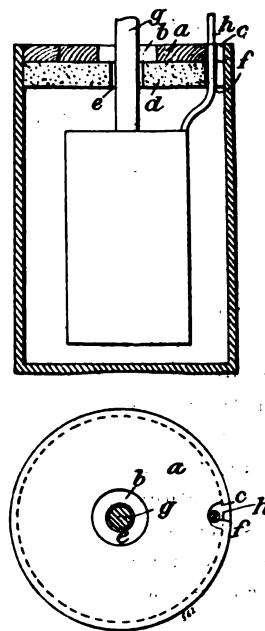


Fig. 1 et 2.

porte les ouvertures correspondantes *e* et *f*. L'électrode positive (charbon) sort par les ouvertures *eb* et la connexion L de l'électrode négative (zinc) par les ouvertures *fc*.

Ce couvercle remplit toutes les conditions

requis pour une bonne fermeture. Il produit de lui-même la couche de graisse dont on est habituellement obligé d'enduire les bords supérieurs des éléments et qui disparaît presque toujours lors de la mise en place ou l'enlèvement du couvercle. Grâce à son emploi, non seulement les bords de l'élément, mais encore les bouts extrêmes des électrodes sont toujours maintenus gras et la formation de sels grimpants est rendue complètement impossible. Toutes les fois que le couvercle est enlevé pour une réparation ou pour le renouvellement du liquide actif, la couche grasse nécessaire se rétablit d'elle-même. Ce couvercle a en plus l'avantage de permettre les mouvements de l'électrolyte tout en assurant une bonne fermeture, lors des dilatations ou des contractions dues à la chaleur ou au froid.

Si la partie imprégnée de graisse présente par elle-même une solidité suffisante, le couvercle supérieur *a* devient inutile.

Élément galvanique, David L. Winters. Patente américaine 734 646, mai 1903.

L'invention concerne un dispositif permettant de connecter ou de déconnecter rapidement et sans interruption du courant un ou plusieurs des éléments d'une batterie. Dans la figure 3, 1 représente le récipient, partagé par des divisions transversales en un certain nombre d'éléments,

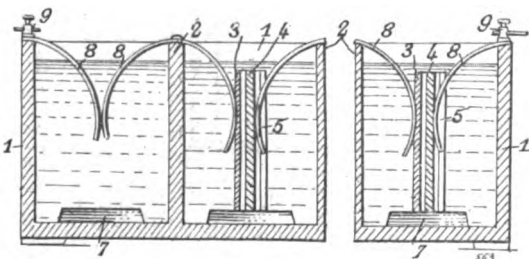


Fig. 3.

3 désigne les électrodes négatives, et 4 les électrodes positives. La plaque positive a une forme plate rectangulaire, tandis que la négative a une forme tubulaire avec une échancrure sur toute sa longueur. L'électrode négative entoure la plaque positive et les deux sont séparées l'une de l'autre par des coins en matière isolante. 7 représente des saillies assurant un écartement convenable entre les électrodes et le fond du récipient, 8 désigne des bandes de connexion

élastiques en métal assujetties contre les parois. Si l'on retire les électrodes d'un élément, les bandes 8 mettent cet élément en court-circuit et le courant principal n'est pas interrompu.

Élément primaire, Joseph Pedrazzi. Patente américaine 742 726, juillet 1903.

Dans la figure 4, A désigne le vase extérieur en verre, B l'électrode de zinc et D le vase poreux. L'électrode de zinc consiste en une plaque courbée à peu près en forme de cylindre munie de côtes verticales et d'un boulon de prise de courant. On obtient ainsi une grande surface

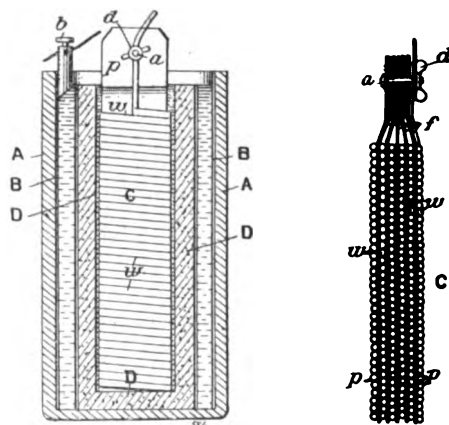


Fig. 4 et 5.

enveloppée concentriquement par le vase poreux. L'électrode positive se compose d'un certain nombre de plaques de cuivre parallèles *ppp* (fig. 5) avec des rangées de fils de cuivre *www* qui sont enroulées autour d'elles et les maintiennent ensemble. Les extrémités supérieures des plaques sont pliées et assemblées par un boulon *a* et un écrou *d*. Ce boulon sert en même temps de prise de courant pour le fil de connexion. Pour fabriquer l'électrode positive, on prend une plaque unie en cuivre et on l'entoure de fils du même métal que l'on enroule en forme d'hélice. Deux plaques plus larges sont alors placées de chaque côté de la première, et l'ensemble est à nouveau enveloppé de fils de cuivre. L'électrolyte est, pour le zinc, de la lessive concentrée, et pour le cuivre, du sulfate de cuivre concentré. Si l'élément ne doit pas être entretenu pendant longtemps, on met en excédent de la potasse caustique et du sulfate de cuivre sous forme solide. L'élément se distingue par la grande sur-

face active, par sa compacité, et sa force électromotrice élevée ; il ne s'y produit aucune polarisation et le courant atteint une intensité considérable et régulière. L'intensité maxima dont est capable l'élément peut être variée à volonté par modification de la surface active des fils de cuivre, ou par modification de la hauteur immergée de l'électrode.

Élément galvanique, Edmund Tweedy. Patente américaine 743 598, décembre 1902.

Dans les éléments à deux liquides séparés par des diaphragmes il est difficile d'arriver à ce que les surfaces des électrodes soient toujours baignées par une quantité égale de liquide. Dans la figure 7, 1 et 2 représentent des cadres en bois ou en ébonite, 3 est un diaphragme élastique, solidement tendu et assujéti par des clous à l'un des cadres, par exemple 2. Entre chaque cadre et son voisin se trouve toujours un diaphragme ;

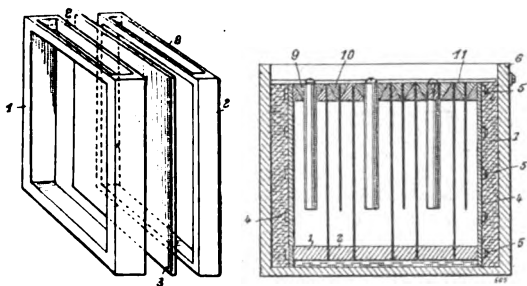


Fig. 6 et 7.

les plaques extrêmes 4 sont assujetties avec des vis 5. Pour assurer au tout une fermeture hermétique, l'élément est placé dans une caisse 6 et de la paraffine fondue est coulée dans l'espace 7 entre l'élément et la caisse ; lorsque cette paraffine est dure, les deux récipients sont absolument imperméables. Par suite du grand nombre de divisions, on peut placer beaucoup d'électrodes ; grâce au peu d'écartement de ces dernières la résistance intérieure est très faible et l'intensité du courant que peut débiter l'élément est considérable. Pour empêcher le jaillissement du liquide à l'extérieur ou bien entre les éléments lors des chocs violents, les parties 8 sont fermées par des couvercles 9 et 10 auxquels sont suspendues les électrodes.

Batterie de poche dont les éléments sont constitués par deux récipients assemblés servant en même temps de supports d'électrodes, W. Heym. Patente allemande 147 459.

Chaque récipient en celluloïd contenant la matière active est conformé de telle façon que, lorsqu'on assemble les éléments, il subsiste entre les deux couches de matière active un espace libre destiné à l'électrolyte et rétréci vers le haut par un étranglement du récipient. La partie

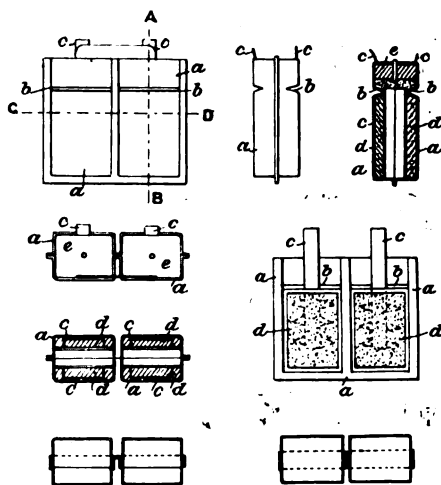


Fig. 8 à 15.

située au-dessus de cet étranglement est bouchée par une matière quelconque assurant la fermeture.

On emploie une matière active analogue à celle d'un accumulateur ordinaire mais on fait entièrement abstraction de la possibilité de recharger les éléments car les frais de fabrication sont tellement faibles par rapport à la capacité qu'une batterie usagée peut être facilement remplacée par une neuve. La figure 8 montre la batterie terminée vue de face, la figure 9 la batterie vue de côté. La figure 10 est une coupe suivant la ligne AB, la figure 11 montre la batterie de poche en plan, la figure 12 est une coupe suivant la ligne CD, la figure 13 montre une moitié de la batterie avant son assemblage avec la seconde moitié. Les figures 14 et 15 indiquent d'autres modes de fabrication des récipients en celluloïd. Ces récipients *a* portent les étranglements *b* qui vont presque jusqu'à mi-hauteur des bords. Dans chacun des espaces vides des deux récipients *a* est placée une mince bande de plomb *c* visible dans les

figures 10 et 12 : ces deux bandes sont reliées ensemble sur l'une de leurs faces par l'assemblage des éléments. Ensuite on place dans les récipients en celluloïd une masse *d* d'oxyde de plomb que l'on maintient lorsqu'elle est durcie et séchée, en collant les bords avec de la dissolution de caoutchouc ou de celluloïd. Ensuite on relie ensemble les deux récipients de celluloïd de façon à laisser libre entre les deux couches de matière un espace assez grand pour l'électrolyte. Le courant de charge transforme les oxydes de plomb en matière active ; ensuite l'électrolyte servant à la formation est enlevé et remplacé par un électrolyte gélatineux. L'espace situé au-dessus des étranglements *b* est comblé avec de l'amiante puis avec une matière fondue. Le poids de la batterie de poche décrite atteint à peine le quart du poids des batteries les plus légères connues. L'emploi de deux plaques suffisamment écartées empêche les décharges spontanées fréquentes dans les petites batteries. Au lieu de plomb on pourrait employer un autre métal, et au lieu d'oxyde de plomb une matière active appropriée.

Élément galvanique. Charles Schoenmehl. Patente américaine 737 286.

L'électrode en oxyde de cuivre servant de dépolarisant peut avoir la forme d'un corps

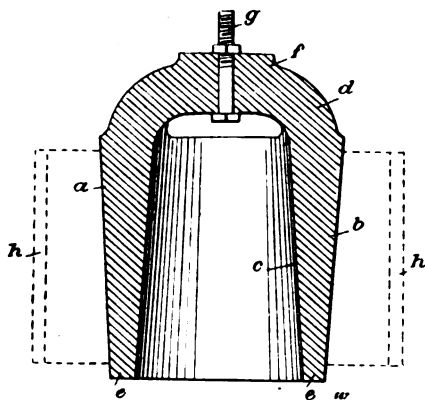


Fig. 16.

cylindrique ou d'une quille creuse. La corbeille généralement employée pour contenir le dépolarisant est supprimée dans cet élément. La figure 16 montre l'électrode d'oxyde de cuivre comprimé, *b* le côté extérieur en forme de coin, *c* le côté intérieur qui va en diminuant, *d* la

partie supérieure épaisse et *e* la partie inférieure mince : *f* est une sorte de pont formant corps avec l'électrode, *g* une barre à laquelle est fixée l'électrode qu'entoure un cylindre de zinc *L*. L'avantage essentiel de cet élément est que la plus grande part de la masse active est à la partie supérieure où l'électrolyte est le plus efficace ; on évite ainsi une perte inutile de matière à la partie inférieure.

Élément galvanique, John Roger Lord. Patente américaine 730 833, février 1903.

L'invention repose sur la vaporisation de l'électrolyte employé dans un élément galvanique et sa condensation dans un condenseur auquel il est relié. La figure 17 représente un élément galvanique simple que l'on peut chauffer :

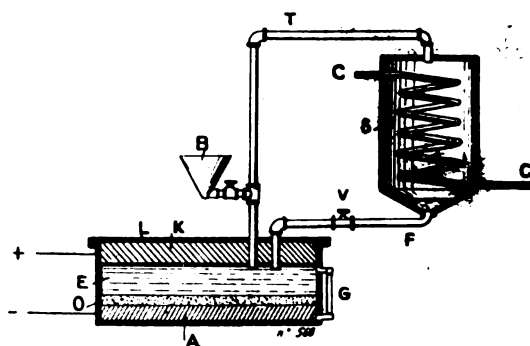


Fig. 17.

S est le condenseur, *CC* un serpentin de refroidissement, *T* l'entrée de la vapeur et des gaz, *F* la sortie du liquide condensé, *V* un robinet, *K* l'électrode positive, *A* la négative, *O* un oxyde de l'électrode négative. *E* est l'électrolyte, *G* un tube de niveau. L'invention est accompagnée d'une série d'exemples de réactions.

Améliorations aux accumulateurs, Société française des Accumulateurs Tudor. Brevet anglais 28 523, décembre 1902.

Pour éviter les chocs aux électrodes d'accumulateurs l'élément qui, dans la caisse où il est assujéti, ne peut prendre que des déplacements verticaux, repose sur une solide plaque portée par deux ou plusieurs ressorts. Ceux-ci sont vissés sur le fond et peuvent être plats, cylindriques, ou en spirale ; ils peuvent aussi être constitués par du caoutchouc. R. V.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — ERIC GERARD, Directeur de l'Institut Electrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'Ecole centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'Ecole des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

ÉTUDE THÉORIQUE

SUR LES MOTEURS MONOPHASES A COLLECTEURS ⁽¹⁾

Dans ce qui va suivre nous nous proposons d'étudier les conditions de fonctionnement de quelques dispositions typiques de moteurs monophasés à collecteurs.

Ces moteurs ayant été traités en partie dans une série de très intéressants articles par M. A. Blondel dans ce journal même, nous insisterons dans le présent travail — dont l'exposition théorique diffère d'ailleurs complètement de celle adoptée par M. Blondel — de préférence sur les points non encore abordés jusqu'à présent.

Nous ne tiendrons pas compte dans cette étude des phénomènes dus à la commutation proprement dite, mais nous donnerons néanmoins la valeur des forces électromotrices induites dans les spires court-circuitées par les balais.

Avant d'envisager les différents types de moteurs à collecteurs nous allons exposer quelques considérations théoriques sur les enroulements à distribution continue.

SUR LES COEFFICIENTS SPÉCIFIQUES DES ENROULEMENTS CONTINUS A COLLECTEUR

Déplaçons avec une vitesse angulaire ω , un enroulement continu, par exemple un bobinage imbriqué à pas réduit (fig. 1) dans un champ magnétique alternatif, dont l'intensité le long de la circonférence suit la ligne $\mathcal{B}\mathcal{B}$; dans chaque spire élémentaire sera alors induite une force électromotrice, résultant de deux composantes statique et dynamique e_s et e_d .

En effet, la valeur du flux d'induction traversant une spire élémentaire S_n étant, en appe-

(¹) La publication de cet article a été retardée par l'effet d'événements imprévus. La Rédaction tient à justifier la priorité de cette étude sur travail semblable récemment paru dans une revue étrangère.

lant l la longueur active de l'armature, τ' le pas d'enroulement, ϑ la coordonnée circonférentielle comptée d'un point fixe, ϑ_n , et $\vartheta_n + \tau'$ les coordonnées extrêmes de la spire élémentaire S_n :

$$\tilde{\mathcal{F}}'_n = \int_{\vartheta_n}^{\vartheta_n + \tau'} l \mathcal{B} d\vartheta$$

nous aurons pour la force électromotrice induite dans cette spire :

$$e_n = - \frac{d\tilde{\mathcal{F}}'_n}{dt} = - \frac{\partial \tilde{\mathcal{F}}'_n}{\partial t} - \frac{\partial \tilde{\mathcal{F}}'_n}{\partial \vartheta_n} \frac{d\vartheta_n}{dt} = e_s + e_d$$

En désignant par τ la division polaire, la vitesse circonférentielle peut d'ailleurs être écrite :

$$\frac{d\vartheta_n}{dt} = \omega_s \frac{\tau}{\pi}$$

Fixons maintenant aux endroits ϑ_0 , $\vartheta_0 + \tau$, $\vartheta_0 + 2\tau \dots$ des balais et appelons n_0 le nombre

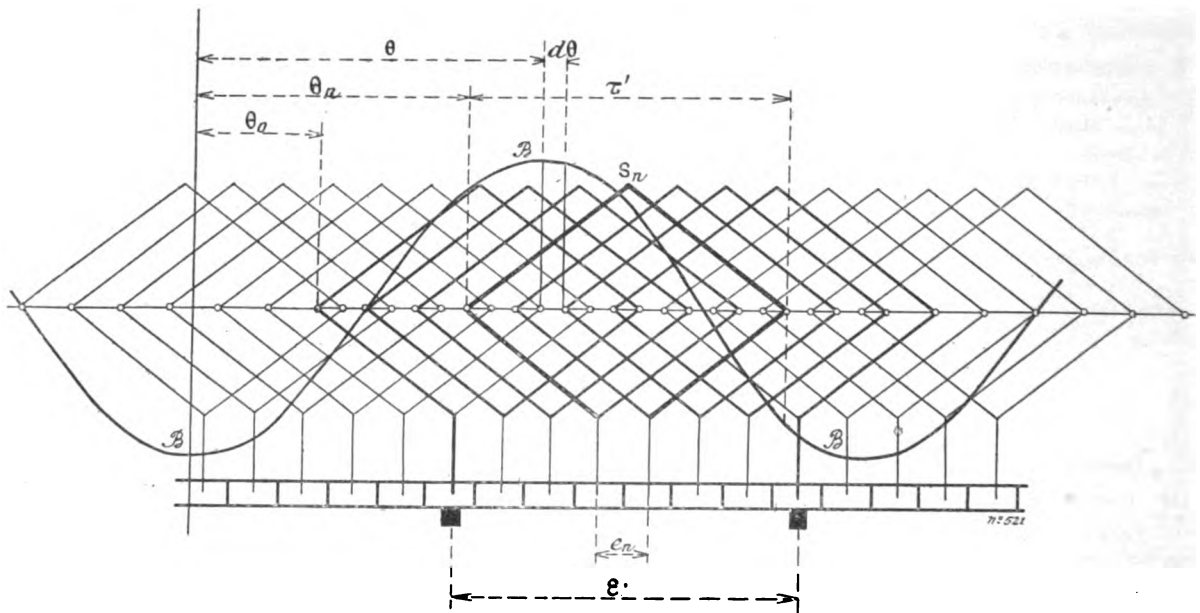


Fig. 1.

de spires élémentaires par unité de longueur circonférentielle ; la tension entre deux balais consécutifs pourra alors s'exprimer :

$$\mathcal{E}_2 = \int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} (e_s + e_d) d\vartheta_n = \mathcal{E}_s + \mathcal{E}_d \quad (1)$$

Pour la force électromotrice dynamique on obtient d'abord, en comprenant sous $\mathcal{N}$ le nombre de spires totales par pôle :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_d &= - \mathcal{N} \cdot \varphi_d(\theta) \cdot \mu_d \omega_s \tilde{\mathcal{F}} \\ \varphi_d(\theta) &= \frac{\int_0^{\vartheta_0 + \tau} d\tilde{\mathcal{F}}_n}{\int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} d\tilde{\mathcal{F}}_n} = \frac{\tilde{\mathcal{F}}(\theta)}{\tilde{\mathcal{F}}} \end{aligned}$$

(1) En raison du grand nombre de bobines élémentaires dont on pourvoit ces moteurs en pratique, il est permis de poser les intégrales pour les sommes, comme on entrevoit facilement d'ailleurs en appliquant la formule d'Euler.

étant un coefficient spécifique d'induction dynamique dépendant essentiellement du décalage des balais $\Theta = \frac{\pi}{\tau} \vartheta$,

$$\mu_d = \frac{2}{\pi} \frac{\int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} d\tilde{\mathcal{F}}_n}{\int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} d\tilde{\mathcal{F}}_n} = \frac{2}{\pi} \frac{\tilde{\mathcal{F}}'_n(\Theta)}{\tilde{\mathcal{F}}_n(\Theta)}$$

le coefficient spécifique de force électromotrice dynamique de l'enroulement induit, et finalement

$$\tilde{\mathcal{F}}_n = \int_{\vartheta_n}^{\vartheta_n + \tau} \mathfrak{B} d\vartheta$$

Le décalage des balais Θ est compté depuis la ligne polaire primaire dans le sens de ω .
Pour la force électromotrice statique on trouve conformément :

$$\mathcal{E}_s = \frac{\partial}{\partial t} \left[\mathfrak{N} \cdot \varphi_s(\Theta) \cdot \mu_s \tilde{\mathcal{F}} \right]$$

en désignant par

$$\varphi_s(\Theta) = \frac{\int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} \tilde{\mathcal{F}}_n d\vartheta_n}{\int_0^{\tau} \tilde{\mathcal{F}}_n d\vartheta_n}$$

un coefficient spécifique d'induction statique ne dépendant également que de l'orientation des balais, et par

$$\mu_s = - \frac{\int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} \tilde{\mathcal{F}}_n d\vartheta_n}{\int_{\vartheta_0}^{\vartheta_0 + \tau} \tilde{\mathcal{F}}_n d\vartheta_n} \cdot \frac{\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \tilde{\mathcal{F}}_n d\vartheta_n}{\tilde{\mathcal{F}}}$$

le coefficient spécifique de force électromotrice statique de l'armature.

Les coefficients que nous venons de définir en toute généralité peuvent être déterminés facilement par des méthodes graphiques, quelle que soit la forme du champ inducteur.

On reconnaît d'ailleurs, qu'en général les coefficients spécifiques de force électromotrice μ_d et μ_s différeront entre eux.

Dans le cas d'un champ sinusoïdal de forme :

$$\mathfrak{B} = B \cos \left(\frac{\pi}{\tau} \vartheta \right)$$

on a par exemple :

$$\begin{aligned} \varphi_d(\Theta) &= \sin \Theta \\ \mu_d &= \frac{1}{\pi} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{\tau} (\tau - \tau') \right] - \cotg \Theta \sin \left[\frac{\pi}{\tau} (\tau - \tau') \right] \right\} \\ \varphi_s(\Theta) &= \cos \Theta \\ \mu_s &= \frac{1}{\pi} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{\tau} (\tau - \tau') \right] + \tg \Theta \sin \left[\frac{\pi}{\tau} (\tau - \tau') \right] \right\} \end{aligned}$$

On voit que même avec un champ sinusoïdal μ_d ne sera égal à μ_s que lorsque le pas d'enroulement τ' devient sensiblement égal à la division polaire τ .

Pour l'enroulement primaire n'interviennent que les coefficients statiques μ_s et $\varphi_s(\Theta)$ que l'on calculera suivant les méthodes déjà indiquées.

Soient finalement ν_1 et ν_2 les coefficients spécifiques de force magnétomotrice des deux systèmes d'enroulements rapportés aux nombres de spires $\mathfrak{N}_1$ et $\mathfrak{N}_2$ et une réluctance magnétique $\mathfrak{A}$ par circuit magnétique élémentaire.

Pour simplifier les écritures nous poserons dans la suite :

$$\frac{4\pi}{\mathfrak{A}} \mathfrak{N}_1^2 \mu_1 \nu_1 = \mathfrak{L}_1; \quad \frac{4\pi}{\mathfrak{A}} \mathfrak{N}_1 \mathfrak{N}_2 \mu_2 \nu_1 \frac{\varphi_d(\theta)}{\cos \theta} = \mathfrak{M}_1; \quad \frac{4\pi}{\mathfrak{A}} \mathfrak{N}_1 \mathfrak{N}_2 \nu'_1 \mu_d \frac{\varphi_d(\theta)}{\sin \theta} = \mathfrak{M}'_1$$

$$\frac{4\pi}{\mathfrak{A}} \mathfrak{N}_2^2 \nu_2 \mu_2 = \mathfrak{L}_2; \quad \frac{4\pi}{\mathfrak{A}} \mathfrak{N}_1 \mathfrak{N}_2 \nu'_2 \mu'_1 \frac{\varphi(\theta)}{\cos \theta} = \mathfrak{M}_2$$

Par l_1 et l_2 nous désignerons les coefficients de self-induction de fuite primaire et secondaire.

1. — THÉORIE DU MOTEUR À RÉPULSION

La figure 2 montre le schéma du moteur à répulsion. Les balais sont décalés d'un certain angle θ par rapport à la ligne polaire pp et court-circuités entre eux.

Nous compterons pour le moteur à répulsion l'angle de décalage θ dans le sens de rotation.

Si ensuite nous désignons par :

- r_1 la résistance ohmique des enroulements primaires,
- r_2 la résistance ohmique des enroulements secondaires,
- e la valeur instantanée de la tension aux bornes du moteur,
- i_1 la valeur instantanée du courant primaire,
- i_2 la valeur instantanée du courant secondaire,

les équations fondamentales du moteur à répulsion pourront s'écrire :

$$e = i_1 r_1 + l_1 \frac{di_1}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{di_1}{dt} + \mathfrak{M}_1 \cos \theta \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$0 = i_2 r_2 + l_2 \frac{di_2}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{di_2}{dt} + \mathfrak{M}_2 \cos \theta \frac{di_1}{dt} - \mathfrak{M}'_2 \sin \theta \omega_2 i_1 \quad (2)$$

Remarquons qu'en général les coefficients, $\mathfrak{M}_1$, $\mathfrak{L}_2$, $\mathfrak{M}_2$, $\mathfrak{M}'_2$, etc., dépendent eux-mêmes du calage des balais. Pour un calage donné cependant, ces coefficients restent sensiblement constants pour tous les régimes, tant que la réluctance $\mathfrak{A}$ est constante; ces équations permettent donc d'étudier en toute généralité les conditions de fonctionnement d'un moteur à répulsion, si on a soin de refaire le calcul des coefficients d'induction pour chaque nouveau décalage des balais.

Dans la suite nous admettrons simplement que ces coefficients restent constants pour un calage donné des balais et que la tension primaire e suit la loi sinusoïdale. En appelant $\mathfrak{E}$ le vecteur de la tension primaire, $\bar{\mathfrak{I}}_1$ et $\bar{\mathfrak{I}}_2$ les vecteurs des courants primaire et secondaire, ω_1 la vitesse angulaire polaire du vecteur primaire, $i = \sqrt{-1}$ le symbole imaginaire, les équations fondamentales (1) et (2) se présenteront dans la notation imaginaire sous la forme

$$\mathfrak{E} = \bar{\mathfrak{I}}_1 \mu' i \omega_1 \mathfrak{L}_1 e^{-iK_1} + \mathfrak{M}_1 \cos \theta i \omega_1 \bar{\mathfrak{I}}_2 \quad (3)$$

$$0 = \bar{\mathfrak{I}}_2 \mu'' i \omega_1 \mathfrak{L}_2 e^{-iK_2} + \mathfrak{M}_2 \cos \theta i \omega_1 \bar{\mathfrak{I}}_1 - \mathfrak{M}'_2 \sin \theta \omega_2 \bar{\mathfrak{I}}_1 \quad (4)$$

en symbolisant par :

$$\mu' i \omega_1 \mathfrak{L}_1 e^{-iK_1} = r_1 + i \omega_1 l_1 + i \omega_1 \mathfrak{L}_1$$

et

$$\mu'' i \omega_1 \mathfrak{L}_2 e^{-iK_2} = r_2 + i \omega_1 l_2 + i \omega_1 \mathfrak{L}_2$$

les impédances imaginaires primaire et secondaire.

De (3) on tire directement le courant primaire à vide, les balais étant levés :

$$\bar{\gamma}_{1,0} = \frac{\mathcal{E}}{\mu' \omega_1 i \mathcal{L}_1 e^{-iK_1}} = \bar{\gamma}_{1,0} e^{i\left(\frac{\pi}{2} - K_1\right)} \equiv \gamma_{1,0} e^{-i\varphi_0}$$

$\gamma_{1,0}$ étant la valeur absolue de $\bar{\gamma}_{1,0}$ et φ_0 le décalage du courant à vide par rapport à la tension $\mathcal{E}$.

En résolvant les équations (3) et (4) par rapport à $\bar{\gamma}_1$ et $\bar{\gamma}_2$ nous trouvons pour le déterminant, si nous divisons par $\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2 \omega_1$:

$$\overline{(\Delta)} = \mu' \mu'' i \omega_1 e^{-i(K_1 + K_2)} - i \omega_1 \frac{\partial \mathcal{L}_1 \partial \mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} \cos^2 \theta + \omega_2 \sin \theta \frac{\partial \mathcal{L}_1 \partial \mathcal{L}_2'}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2}$$

Nous poserons désormais les termes du déterminant $\overline{(\Delta)}$ indépendants de ω_2 :

$$\mu' \mu'' i \omega_1 e^{-i(K_1 + K_2)} - i \omega_1 \frac{\partial \mathcal{L}_1 \partial \mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} \cos^2 \theta \equiv i \omega_1 \Delta e^{-i\delta} \equiv \omega_1 \bar{\Delta}$$

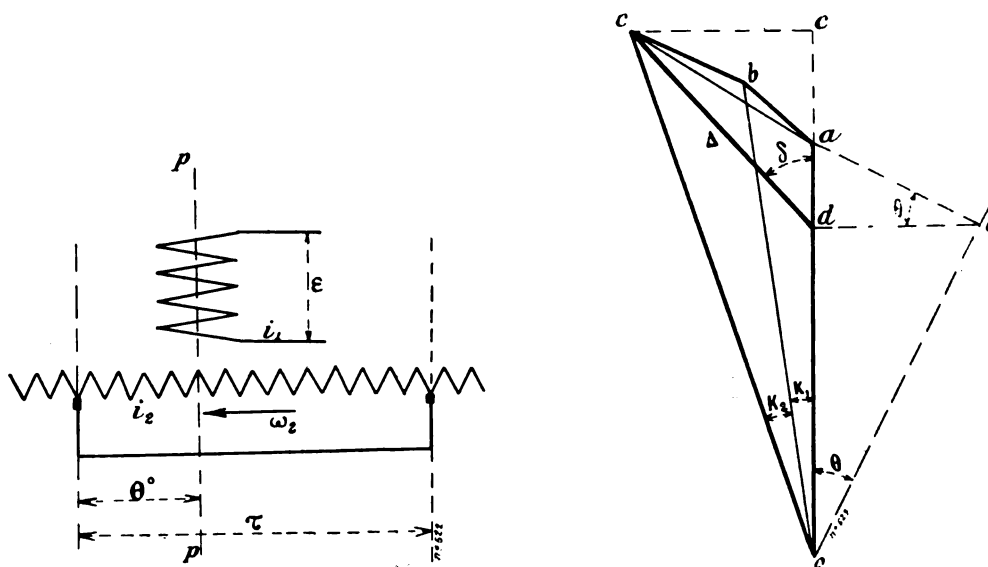


Fig. 2 et 3.

Cette grandeur $\bar{\Delta}$ nous donne évidemment l'impédance spécifique résultante du moteur, pour un décalage θ des balais, et peut être représentée graphiquement par le polygone des impédances (fig. 3), où l'on a fait $\overline{oa}$ égal à l'unité et

$$\overline{ob} = i \mu' e^{-iK_1}, \overline{oc} = \overline{ob} \mu'' e^{-iK_2} \text{ et } \overline{od} = i \frac{\partial \mathcal{L}_1 \partial \mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} \cos^2 \theta$$

de sorte que :

$$\overline{oc} = \mu' \mu'' e^{-i(K_1 + K_2)}$$

et

$$\angle adc = \delta$$

et enfin

$$\overline{cd} = \bar{\Delta}$$

Pour $\theta = 0$ on obtient en $\bar{\Delta}_0 = \overline{ca}$ le coefficient d'impédance de fuite total, et on voit

que $\bar{\Delta}$ est aussi égal à la somme vectorielle de $\bar{ac}$ et de $i(1 - \cos^2\theta)$, c'est-à-dire :

$$\bar{\Delta} = \bar{\Delta}_0 + i \sin^2 \theta$$

Si on pose maintenant :

$$\operatorname{tg} \xi = \frac{\omega_1 \Delta \cos \delta}{\omega_1 \Delta \sin \delta + \omega_2 \frac{\partial \mathcal{R}_1 \partial \mathcal{R}_2'}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} \cos \theta \sin \theta}$$

il vient pour les courants primaire et secondaire les expressions, en introduisant $\bar{\Delta}_{1,0}$:

$$\bar{\Delta}_1 = \bar{\Delta}_{1,0} \frac{\mu' \mu''}{\Delta \cos \delta} e^{-i(\mathcal{K}_1 + \mathcal{K}_2)} \sin \xi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \xi\right)} \quad (5)$$

$$\bar{\Delta}_2 = \frac{\mu' \mathcal{L}_1 e^{-i\mathcal{K}_1}}{\partial \mathcal{R}_1 \cos \theta} \left[\bar{\Delta}_{1,0} - \bar{\Delta}_1 \right] \quad (6)$$

Pour trouver le couple, multiplions les équations fondamentales (1) et (2) avec $i_1 dt$ et $i_2 dt$ respectivement et intégrons entre 0 et 1. Si nous remarquons d'abord que les membres avec $\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2, \mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2$ comme facteur s'évanouissent, nous obtenons pour la puissance absorbée par circuit polaire, en faisant la somme totale :

$$P = P_{cu'} + P_{cu''} + \partial \mathcal{R}_1 \cos \theta \int_0^1 \left(i_1 \frac{di_2}{dt} + i_2 \frac{di_1}{dt} \right) dt - \partial \mathcal{R}_2' \sin \theta \omega_2 \int_0^1 i_1 i_2 dt$$

$P_{cu'}$ et $P_{cu''}$ étant les pertes par l'effet Joule dans les enroulements primaire et secondaire.

L'avant-dernier membre peut s'écrire :

$$\int_0^1 \left(i_1 \frac{di_2}{dt} + i_2 \frac{di_1}{dt} \right) dt = \int_0^1 d(i_1 i_2) = [i_1 i_2]_0^1 = 0$$

de sorte que la puissance mécanique transmise au rotor est uniquement représentée par le dernier membre.

On a donc bien pour le couple mécanique :

$$C = - \partial \mathcal{R}_2' \sin \theta \int_0^1 i_1 i_2 dt = - \partial \mathcal{R}_2' \sin \theta \frac{\partial_1 \partial_2}{2} \cos(\partial_1, \partial_2)$$

∂_1 et ∂_2 étant les valeurs absolues des expressions vectorielles données sous (5) et (6) pour les courants primaire et secondaire.

TENSION ENTRE DEUX LAMES CONSÉCUTIVES DU COLLECTEUR, ENTRANT EN COMMUTATION. — En appelant $m_{13} \sin \theta$ et $m'_{13} \cos \theta$ les coefficients d'induction mutuelle statique et dynamique de l'enroulement primaire par rapport à une bobine élémentaire court-circuitée par les balais, ensuite m'_{23} le coefficient d'induction dynamique entre l'enroulement secondaire et la même bobine élémentaire, nous aurons pour la tension entre deux lames du collecteur au moment de la commutation :

$$\bar{e}_3 = i \omega_1 m_{13} \sin \theta \bar{\Delta}_1 + \omega_2 (m'_{13} \cos \theta \bar{\Delta}_1 + m'_{23} \bar{\Delta}_2) \quad (7)$$

en comptant de nouveau θ dans le sens de rotation. Nous trouvons la valeur absolue de e_s en partant du démarrage où on a :

$$\bar{e}_{s,0} = i\omega_1 m_{13} \sin \theta \bar{\delta}_{1,0}$$

A l'aide de ces expressions nous allons pouvoir développer maintenant le diagramme du moteur à répulsion.

DIAGRAMME FONDAMENTAL DU MOTEUR A RÉPULSION. — Avant de donner l'épure générale du moteur à répulsion, nous allons d'abord exposer un diagramme idéal en négligeant les résistances ohmiques et la dispersion magnétique des enroulements.

Dans ce cas on a $K_1 = K_2 = 0$, $\mu' = \mu'' = 1$ et $\Delta \cos \delta = \sin^2 \theta$, et les expressions vectorielles (5) et (6) deviennent :

$$\bar{\delta}_1 = \bar{\delta}_{1,0} \frac{1}{\sin^2 \theta} \sin \xi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \xi - \right)}$$

$$\bar{\delta}_2 = \frac{p_1}{\omega R_1 \cos \theta} [\bar{\delta}_{1,0} - \bar{\delta}_1]$$

Traçons en sens horizontal (fig. 4) le vecteur de la tension primaire $O\bar{C}$ et verticalement en O le courant à vide $\overline{OA} = \bar{\delta}_{1,0}$ et en même temps le courant de démarrage $\overline{OB} = \frac{\bar{\delta}_{1,0}}{\sin^2 \theta}$.

La circonférence C décrite sur $\overline{OB}$ comme diamètre nous représentera alors le lieu des extrémités du courant primaire $\bar{\delta}_1$. Nous avons, en effet, en menant par O une corde $\overline{OC}$, faisant un angle $-\xi$ avec l'horizontale, en

$$\overline{OC} = \overline{OB} \sin \xi e^{-i\xi} = \frac{\overline{OA}}{\sin^2 \theta} \sin \xi e^{-i\xi}$$

le vecteur du courant primaire $\bar{\delta}_1$, coordonné à l'angle ξ .

Le vecteur $\overline{AC}$ est proportionnel et en phase avec le courant secondaire $\bar{\delta}_2$.

Pour obtenir le courant secondaire indépendant du calage des balais, c'est-à-dire le vecteur $\frac{\bar{\delta}_{1,0} - \bar{\delta}_1}{\cos \theta}$, portons de O verticalement une longueur $\frac{\overline{OA}}{\cos \theta} = \overline{ON}$ et de B en sens inverse $\frac{\overline{BA}}{\cos \theta} = \overline{BM}$, et décrivons sur $\overline{NM}$ comme diamètre un cercle. Si nous prolongeons maintenant le vecteur $\overline{CA}$ jusqu'à sa rencontre G avec ce cercle, nous aurons directement

$$\overline{GC} = \frac{\bar{\delta}_{1,0} - \bar{\delta}_1}{\cos \theta}$$

Appelons C, le point d'intersection de la parallèle à $O\bar{C}$ menée par A avec la circonférence C.

En remarquant que $\angle AC, O = \angle C, B, O = \theta$, on déduit de là une construction simple du diamètre $\overline{OB}$.

La vitesse angulaire de l'induit ω_2 devient avec $\frac{\omega R_1 \omega'_2}{p_1 p_2} = 1$:

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{\operatorname{tg} \theta}{\operatorname{tg} \xi}$$

et se trouve être proportionnelle à $\cotg \xi$.

Le segment AD coupé par le vecteur $\overline{OC}$ du courant primaire sur $\overline{AC}$, est donc proportionnel à la vitesse angulaire ω_2 . Nous déterminons le facteur de proportionnalité en par-

tant du synchronisme, où nous avons $\omega_1 = \omega_2$, donc $\text{tg } \xi = \text{tg } \theta$, et en observant que le segment $\overline{AC}$, sur l'échelle de la vitesse correspond à la vitesse synchrone du rotor.

On voit, d'ailleurs, qu'au synchronisme le décalage du courant primaire est égal au décalage θ des balais, tandis qu'au-dessus du synchronisme le décalage ξ est plus petit que θ , et tend vers 0 pour $\omega_2 = \infty$.

Pour le couple il vient, toujours avec les mêmes approximations,

$$C = -\mathcal{N}'_2 \sin \theta \frac{\mathcal{N}_{1,0}}{\sin^2 \theta} \sin \xi \mathcal{N}_2 \cos (\mathcal{N}_1, \mathcal{N}_2) = -\mathcal{N}'_2 \frac{\mathcal{N}_{1,0}}{\sin \theta} \sin \xi \mathcal{N}_2 \cos (\mathcal{N}_1, \mathcal{N}_2)$$

Décrivons sur $\overline{OA}$ comme diamètre un cercle auxiliaire coupant le vecteur $\overline{OC}$ en F ; le

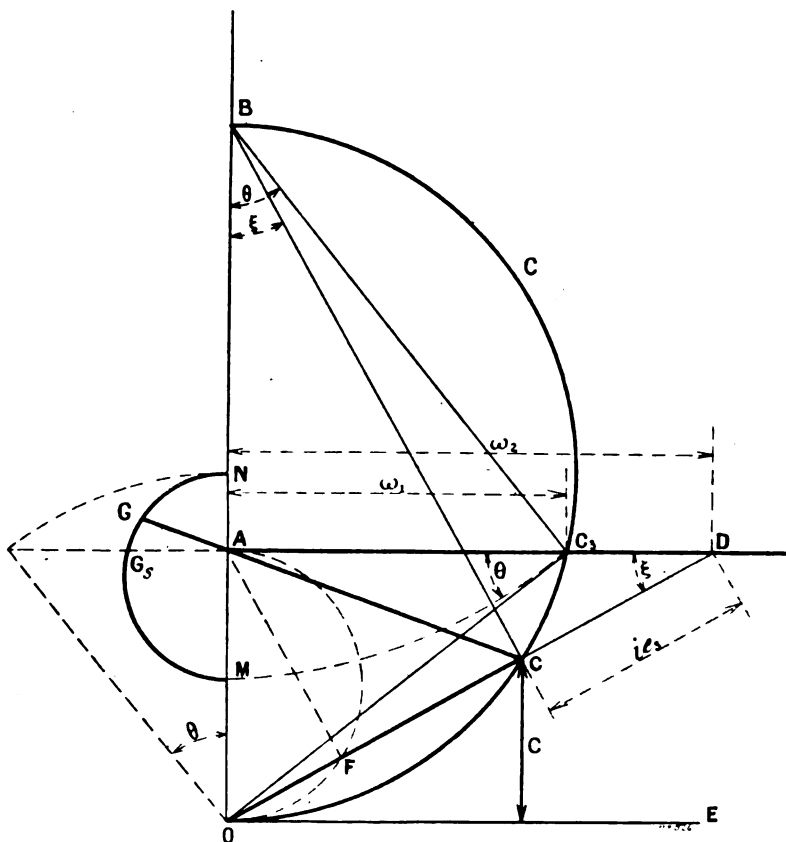


Fig. 4 (1).

couple sera alors proportionnel à la projection de $\overline{FC}$ sur $\overline{OB}$, ou, si nous remarquons que $\frac{\overline{FC}}{\overline{OC}} = \frac{\overline{AB}}{\overline{OB}} = \text{const.} = \cos^2 \theta$, de sorte que $\overline{FC} = \text{const.} \overline{OC}$, le couple sera également proportionnel à la distance normale du point C à l'axe polaire OC. Il en résulte que le couple mécanique est un maximum au démarrage et devient nul pour $\omega_2 = \infty$.

Pour le couple au démarrage on obtient aisément :

$$C_d = \frac{\mathcal{N}'_2 \mathcal{E}_1}{\mathcal{N}_1 \sin^3 \theta} \mathcal{N}_{1,0} \cos \theta^{(2)}$$

(1) Lire C_s au lieu de C_2 sur la figure 4 et de même $i\mathcal{E}_2$ au lieu de $i\mathcal{E}_3$.

(2) Cette formule a d'ailleurs été donnée par M. Latour (*E. T. Z.*, 1903, p. 454), et contestée, à tort nous semble-t-il, par M. Osnos (*Ibid.*, p. 968).

et au synchronisme :

$$C_s = \frac{\partial \mathcal{M}'_2 \mathcal{L}_1}{\partial \mathcal{M}_1 \sin \theta} \partial^2_{1,0} \cos \theta$$

C_d et C_s augmentent donc rapidement quand le décalage des balais θ diminue, et changent de sens avec θ . Si θ passe par zéro, C_d et C_s deviennent discontinus en passant de $+\infty$ par 0 à $-\infty$.

Pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ les deux couples s'annulent et changent de sens pour des décalages $\theta > \frac{\pi}{2}$.

Remarquons finalement que C_s et C_d varient suivant le carré de la tension.

Le réglage mécanique peut donc être obtenu de deux manières, soit en agissant sur la tension, soit en variant le décalage des balais. Nous verrons cependant qu'il y a une différence essentielle entre les deux modes de réglage, l'orientation des balais étant d'ailleurs d'une grande influence sur les qualités électriques du moteur à répulsion.

TENSION ENTRE DEUX LAMES DU COLLECTEUR AU MOMENT DE LA COMMUTATION. — Nous tirons de l'équation (7) en y substituant la valeur $\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\tan \theta}{\tan \xi}$ et en admettant :

$$\frac{m'_{12}}{m_{13}} = 1 \text{ et } \frac{m'_{23}}{m_{12}} \frac{\mathcal{L}_1}{\partial \mathcal{M}_1} = 1$$

$$\bar{e}_3 = i\omega_1 m_{13} \frac{\sin \theta}{\cos^2 \theta} \left[\bar{\gamma}_1 \cos^2 \theta - \frac{i}{\tan \xi} (\bar{\gamma}_1 \cos^2 \theta + \bar{\gamma}_0 - \bar{\gamma}_1) \right]$$

D'autre part on avait trouvé pour le segment

$$\overline{FC} = \bar{\gamma}_1 \cos^2 \theta$$

de sorte que

$$\overline{AF} = \bar{\gamma}_1 \cos^2 \theta + \bar{\gamma}_{1,0} - \bar{\gamma}_1$$

Etant donné que

$$\angle ADC = \xi$$

on a de plus

$$\overline{FD} = -\frac{i}{\tan \xi} (\bar{\gamma}_1 \cos^2 \theta + \bar{\gamma}_{1,0} - \bar{\gamma}_1)$$

Pour un calage donné des balais la tension lamellaire sous les balais $\bar{e}_3$ est donc proportionnelle à $\overline{FD} - \overline{EC} = \overline{CD}$, c'est-à-dire que les segments $\overline{CD}$ déterminés sur le vecteur $\overline{OC}$ du courant primaire par le cercle fondamental C et l'échelle de la vitesse AC, sont proportionnels et en quadrature avec la tension lamellaire sous les balais $\bar{e}_3$.

L'épure fondamentale accuse nettement la loi de variation de $\bar{e}_3$. On voit que sous les balais la tension entre deux lames du collecteur diminue incessamment depuis le démarrage jusqu'au synchronisme, qu'elle s'annule au synchronisme ⁽¹⁾ — quelle que soit d'ailleurs

(1) M. Latour paraît avoir le premier remarqué les conditions de commutation exceptionnelles sous lesquelles le moteur à répulsion travaille au synchronisme, (*E. T. Z.*, 1903, p. 454.) en attribuant cette particularité à la formation d'un champ tournant au synchronisme. L'existence de ce champ tournant ayant été contestée également par M. Osno (Ibid. p. 968), il paraît intéressant de donner à cet endroit une preuve indirecte pour l'apparition, au synchronisme, d'un champ tournant parfait.

La tension entre deux sections consécutives du collecteur, dont la distance angulaire de la ligne des balais

l'orientation des balais — et qu'au delà du synchronisme elle accroit rapidement en sens inverse, devenant infinie pour $\omega_2 = \infty$. Les composantes statique et dynamique $\overline{FC}$ et $\overline{FD}$ de $\overline{e}_3$ sont constamment opposées et en quadrature avec le courant primaire.

Il paraît intéressant de connaître quantitativement la façon dont varie le couple moteur au démarrage d'après le décalage des balais, si on règle la tension d'alimentation de sorte que la tension lamellaire $e_{3,d}$ sous les balais reste constante.

Envisageons, à cet effet, les tensions lamellaires $\overline{e}'_{3,d}$ et $\overline{e}''_{3,d}$ au démarrage pour deux calages différents des balais Θ' et Θ'' , Θ' étant par exemple $> \Theta''$. Nous aurons d'après la formule donnée plus haut, pour $\omega_2 = 0$

$$\overline{e}'_{3,d} = i\omega_1 m_{13} \frac{\overline{\delta}'_{1,0}}{\sin \Theta'}; \quad \overline{e}''_{3,d} = i\omega_1 m_{13} \frac{\overline{\delta}''_{1,0}}{\sin \Theta''}$$

Si maintenant, pour satisfaire à la condition $\overline{e}'_{3,d} = \overline{e}''_{3,d}$, nous choisissons les tensions d'alimentation dans les deux cas de façon que $\overline{\delta}'_{1,0} = \overline{\delta}''_{1,0} \frac{\sin \Theta''}{\sin \Theta'}$, les couples respectifs C'_d et C''_d seront :

$$C'_d = \frac{K}{\sin^2 \Theta'} \overline{\delta}'_{1,0} \cos \Theta' \text{ et } C''_d = \frac{K \overline{\delta}_{1,0}^2}{\sin^2 \Theta' \sin \Theta''} \cos \Theta'' > \frac{K \overline{\delta}_{1,0}^2}{\sin^2 \Theta' \sin \Theta''} \cos \Theta' > C_0 \frac{\sin \Theta'}{\sin \Theta''}$$

Il en résulte que si nous maintenons la tension lamellaire constante, le couple au démarrage sera plus grand pour le plus petit entre deux décalages Θ' et Θ'' , et inversement :

Si nous maintenons le couple de démarrage C_d constant, la tension lamellaire sous les balais sera d'autant plus petite que le décalage des balais sera faible.

A priori il semble résulter de ce qui précède qu'on aurait tout intérêt, surtout du point de vue de la commutation, de choisir au démarrage l'angle Θ , entre la ligne des balais et la ligne polaire primaire, le plus petit possible.

Or, nous allons voir, en traitant le problème avec plus de rigueur, qu'il existe une valeur limite pour le décalage Θ qu'il ne serait pas prudent de dépasser.

(A suivre.)

D^r TH. LEHMANN.

est β , peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \overline{e}_{3,\beta} &= i\omega_1 m_{13} \sin(\Theta + \beta) \overline{\delta}_1 + i\omega_1 m_{23} \sin \beta \overline{\delta}_2 + \omega_2 (m'_{13} \cos(\Theta + \beta) \overline{\delta}_1 + m'_{23} \overline{\delta}_2 \cos \beta) \\ &= \{ i\omega_1 m_{13} \sin \Theta \overline{\delta}_1 + \omega_2 (m'_{13} \cos \Theta \overline{\delta}_1 + m'_{23} \overline{\delta}_2) \} \cos \beta \\ &\quad + \{ i\omega_1 m_{13} \cos \Theta \overline{\delta}_1 + i\omega_1 m_{23} \overline{\delta}_2 - \omega_2 m'_{13} \sin \Theta \overline{\delta}_1 \} \sin \beta \end{aligned}$$

On reconnaît d'abord que le second terme ayant $\sin \beta$ comme facteur, s'évanouit en vertu de l'équation (4), quelle que soit d'ailleurs la vitesse de rotation, de sorte qu'en rapprochant l'équation (7) du premier terme dans l'expression pour $\overline{e}_{3,\beta}$, on obtient tout simplement :

$$\overline{e}_{3,\beta} = \overline{e}_3 \cos \beta$$

La tension lamellaire sous les balais $\overline{e}_3$ devenant nulle pour $\omega_2 = \omega_1$, la différence de potentiel entre deux lames voisines quelconques du collecteur sera également $\overline{e}_{3,\beta} = 0$; on a donc bien affaire au synchronisme à un champ tournant parfait.

On voit, de plus, qu'entre deux lames en quadrature avec la ligne des balais, la différence de potentiel est toujours nulle, à tout régime. Nous verrons plus tard comment on peut tirer profit de cette propriété du moteur à répulsion.

DISPERSION MAGNÉTIQUE DANS LES MOTEURS ASYNCHRONES

(Suite.)

Un second moyen d'obtenir la valeur de σ_2 est de comparer les valeurs obtenues sur des types semblables de moteurs avec différents entrefers et sur lesquels les valeurs de la dispersion extérieure σ_3 ont été déterminées par d'autres mesures et en particulier en évaluant cette dispersion extérieure par la formule

$$\sigma_3 = \frac{5 K_3 \delta}{b}$$

et prenant $K_3 = 1,25$.

M. Behn-Eschenburg applique ce procédé à des moteurs essayés pour l'entrefer normal puis pour un entrefer un peu plus grand. Malheureusement, les valeurs de σ_2 dans les exemples donnés sont trop faibles pour que cette vérification comporte une approximation suffisante. D'ailleurs, les résultats de calculs de M. Behn-Eschenburg portent sur les décimales arrondies ce qui ne peut constituer par conséquent aucune vérification sérieuse. Le mieux serait donc de prendre la formule :

$$\sigma_2 = \frac{K_2 \delta}{2 N a h_1}$$

et de déduire, des différences des valeurs de σ pour deux entrefers différents, la valeur de K_2 , malheureusement, une légère erreur sur le calcul de σ_3 donnerait lieu à une erreur importante dans l'évaluation de K_2 .

Quoi qu'il en soit, en appliquant à un des exemples fournis, le second, on trouve $K_2 = 3,4$.

Les données des moteurs essayés par M. Behn-Eschenburg pour la vérification de la formule σ_2 et les valeurs de σ obtenues expérimentalement sont résumées dans le tableau suivant :

TYPE du moteur	$2p$	N_1	N_2	D	b	δ	h_1	σ
365	8	120	160	70	30	0,1	trous	»
365	8	120	160	70	30	0,14	»	»
3 072	14	168	210	150	28,5	0,1	0,15	0,046
3 072	14	168	210	150	28,5	0,14	0,15	0,055
368	12	108	144	94	40	0,04	trous	0,040
368	12	108	144	94	40	0,1	»	0,054

Pour les moteurs à trous, où les isthmes sont assez minces, la dispersion périphérique ou à travers les encoches peut être regardée, d'après M. Behn-Eschenburg, comme quadruple de celle obtenue avec des encoches plus ou moins ouvertes, son calcul serait du reste analogue à celui des perforations ouvertes, mais la détermination exacte des réluctances des isthmes est impossible à faire avec précision.

3° Coefficient d'enroulement. — M. Behn-Eschenburg passe ensuite à la vérification

expérimentale du coefficient de dispersion dit d'enroulement et défini par

$$\sigma_1 = \frac{1,3 K_1}{N^2}.$$

Cette dispersion se distingue des autres σ_1 et σ_3 , dispersions périphérique et extérieure, en ce qu'elle est indépendante de l'entrefer, du pas polaire et de la largeur axiale du fer.

Comme, d'après ce que l'on a dit plus haut, σ_2 est toujours, dans les moteurs bien établis, beaucoup plus faible que la somme des autres coefficients σ_1 et σ_3 , il en résulte que σ_1 peut se déduire surtout des différences de valeurs de σ qui sont trouvées lorsqu'on emploie un nombre de perforations différent, toutes les autres dimensions restant les mêmes.

Un premier moyen d'arriver à remplir ces conditions consiste à considérer une même carcasse et à l'enrouler pour différents nombres de pôles.

Si le nombre total de perforations reste constant, σ_1 sera évidemment proportionnel au carré du nombre de pôles. En appliquant la formule complète (8) donnant la valeur de σ à la même carcasse avec N et N' perforations par pôle et $2p$ et $2p'$ pôles, on a par différence

$$\sigma - \sigma' = 1,6 K_1 \left(\frac{1}{N^2} - \frac{1}{N'^2} \right) + K_2 \frac{\delta}{h_1} \left(\frac{1}{Na} - \frac{1}{N'a'} \right)$$

ou, si Z est le nombre moyen total de perforations et si l'on remplace a et a' par leurs valeurs,

$$\sigma - \sigma' = 1,6 \frac{K_1}{Z^2} (4p^2 - 4p'^2) + K_2 \frac{\delta}{h_1 Z D} (4p^2 - 4p'^2) \quad (10)$$

Si donc le second terme du second membre qui met en évidence la valeur de la dispersion périphérique est déterminée, la comparaison de deux valeurs σ et σ' peut donner une valeur du coefficient K_1 .

Un second procédé de détermination de σ_1 réside dans ce fait que σ_1 doit avoir des valeurs différentes pour différentes positions relatives de l'induit et de l'inducteur, puisque le coefficient présente alors un maximum et un minimum. Toutefois, étant donné que le minimum n'est pas nul et que de plus, dans la plupart des moteurs, on s'exerce à faire disparaître ces différences par divers procédés connus, tant pour éviter les points mort au démarrage que le fonctionnement à des vitesses qui sont des fractions de celle du synchronisme, ce procédé n'a pas une grande valeur.

Un dernier procédé, enfin, beaucoup plus exact, consiste à maintenir δ , a , b , p et l'ouverture h_1 des encoches constantes et à faire varier seulement N .

Nous avons dit plus haut que la formule donnant σ_1 correspondait à la moitié de la valeur maxima de façon à tenir compte des positions extrêmes.

Dans la détermination expérimentale de σ , M. Behn-Eschenburg n'a observé qu'une seule position, laquelle a été en général celle correspondant à une induction mutuelle minima puisque le rotor a tendance à se placer dans cette position. D'autres positions pourraient être obtenues, mais en calant le rotor convenablement.

Les essais faits par M. Behn-Eschenburg pour la mesure du courant de court-circuit se rapportent donc à cette position spéciale du minimum, la deuxième de celle considérée plus haut, il en résulte que la valeur à introduire pour K_1 est sa valeur maxima, comme K_2 pour valeur moyenne l'unité, la valeur maxima doit tourner autour de 2.

Comme application de la première méthode, M. Behn-Eschenburg donne quelques exemples de moteurs avec différents nombres de pôles et pour lesquels la différence $\sigma - \sigma'$,

après calcul de $\sigma_2 - \sigma_2'$ pour $K_2 = 1$, permet de trouver la valeur de $\sigma_1 - \sigma_1'$ et par suite le facteur K_1 .

Ces exemples conduisent pour K_1 maximum à une valeur moyenne de 2,5 correspondant par suite à la position du maximum d'effet. On en déduit pour l'expression dans la position moyenne :

$$2\sigma_2 = \frac{6}{N^2} \quad (11)$$

Il nous paraît peu logique d'admettre une valeur de K_1 supérieure à 2 car la valeur moyenne étant l'unité et la valeur minima n'étant pas forcément zéro, la valeur maxima est sûrement inférieure à 2.

Si l'on considère les mêmes exemples que M. Behn-Eschenburg et si l'on admet que K_2 est égal à 5, on trouve des résultats plus probables qui conduisent pour K_1 à la valeur moyenne 1,8.

Les exemples donnés par M. Behn-Eschenburg et les valeurs de K_1 déduites en partant de $K_2 = 1$, puis de $K_2 = 5$, sont reproduits ci-dessous :

TYPE du moteur	$2p$	N_1	N_2	D	b	δ	h_1	σ	K_1 pour $K_2 = 1$	K_1 pour $K_2 = 5$
8 048	8	120	160	58	30	0,07	0,1	0,042	2,9	2,1
8 048	4	120	160	58	30	0,07	0,1	0,022		
3 066	12	144	180	90	23	0,1	0,15	0,067	3	2,4
3 066	6	144	180	90	23	0,1	0,15	0,033		
361	8	72	120	49	19	0,07	0,1	0,064	2	1,4
361	4	72	120	49	19	0,07	0,1	0,034		
3 067	12	144	180	90	32	0,1	0,15	0,060	2	1,4
3 067	8	144	180	90	32	0,1	0,15	0,043		
Moyenne									2,5	1,8

Il y a lieu de remarquer aussi que les valeurs de σ déduites par M. Behn-Eschenburg étant un peu trop grandes puisque régulièrement, comme nous l'avons dit au début, il faut les multiplier par le sinus de l'angle de décalage, les valeurs de K_1 sont un peu trop grandes. On pourra donc admettre la valeur moyenne $K_1 = 1,5$, ce qui conduira à la formule plus voisine de la réalité, à notre sens.

$$2\sigma_1 = \frac{4}{N^2} \quad (11')$$

Comme application de la troisième méthode, M. Behn-Eschenburg donne aux exemples de moteurs avec un même nombre de pôles et des nombres différents et d'encoques.

Les données et les résultats sont les suivants :

TYPE du moteur	$2p$	N_1	N_2	D	b	δ	h_1	σ	K_1 calculé
360	6	54	72	38	24	0,08	0,2	0,062	1,36
360	6	108	144	38	24	0,08	0,1	0,039	
3 071	16	144	192	150	22	0,15	trous	0,075	1,65
3 071	16	192	216	150	22	0,15	0,25	0,065	

Dans le premier cas, les dispersions extérieures σ , étant les mêmes ainsi que les dispersions périphériques (si l'on admet toutefois que K_1 soit resté le même), puisque l'augmentation du nombre d'encoches est contrebalancé par la valeur doublée de la largeur des encoches dans l'entrefer et que le courant à vide était resté le même, le calcul est susceptible d'une grande approximation.

Dans le second, au contraire, les courants à vide, ramenés à être comparables en tenant compte du nombre de conducteurs, étant différents, le calcul de K_1 ne résulte alors que d'hypothèses plus ou moins précises; la valeur trouvée 1,65 est toutefois assez plausible et voisine de celle que nous proposons plus haut de substituer à celle préconisée par M. Behn-Eschenburg.

Conclusion. — En résumé, le calcul du coefficient de fuite σ peut donc se faire dans la plupart des cas avec perforations non fermées par la formule approchée que donne M. Behn-Eschenburg

$$\sigma = \frac{6}{N^2} + \frac{\delta}{Nah_1} + \frac{6\delta}{b} \quad (12)$$

ou mieux encore, pensons-nous, en tenant compte des remarques que nous avons faites sur les valeurs des coefficients K_1 et K_2 par la formule :

$$\sigma = \frac{4}{N^2} + \frac{\delta}{Nah_1} + \frac{6,25\delta}{b} \quad (12')$$

Plus exactement, on pourra se servir de la formule :

$$\sigma = \frac{4}{N^2} + 5 K_2 \frac{\delta l_3}{Nah_1} + \frac{6,25\delta}{b}, \quad (12'')$$

en déterminant K_2 par la formule donnée plus haut

$$K_2 = \mu l_3 + l_2 \frac{2h_1}{h+h_1} + l_1 \frac{h_1}{h} + l \frac{h_1}{3h},$$

et en y faisant $\mu = 1$ pour les perforations plus ou moins ouvertes et $\mu = 100$, par exemple, pour les perforations non ouvertes.

Le peu d'importance en général du second terme des formules précédentes permet d'ailleurs d'évaluer approximativement ce terme, aussi la formule (12') conduit-elle à des résultats très satisfaisants, comme il est facile de s'en convaincre en calculant à l'aide de cette formule les valeurs de σ des différents exemples fournis par M. Behn-Eschenburg.

M. Behn-Eschenburg termine son intéressant article par un procédé de calcul des moteurs asynchrones que nous ne reproduirons pas pour ne pas allonger inutilement cette analyse et qui présente d'ailleurs un intérêt beaucoup moins grand que l'étude du coefficient de dispersion.

Cette étude fera faire un progrès important au calcul des moteurs asynchrones et augmenter encore l'immense contribution que M. Behn-Eschenburg aura apportée aux questions si captivantes du calcul des machines à courants alternatifs.

C.-F. GUILBERT.

L'EXPOSITION DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE

L'exposition de la Société française de Physique s'est tenue les vendredi 8 et samedi 9 avril dans les locaux de la Société d'Encouragement, 44, rue de Rennes. Ces locaux se trouvent alimentés par le courant alternatif du secteur de la rive gauche. Aussi, pour pouvoir fournir le courant continu nécessaire aux exposants, il a fallu faire une petite installation spéciale. On a eu recours à des alerno-redresseurs Rougé et Foget et à une batterie d'accumulateurs de la Société pour le travail électrique des métaux.

Avant d'indiquer sommairement les divers appareils les plus intéressants de cette exposition, on peut signaler l'installation de l'éclairage des salles. L'éclairage de l'escalier était assuré au moyen de lampes munies de charbons à flamme du type « dizone » de MM. Blondel et Dobkewitch. La salle du premier étage était éclairée par un autre type de charbons à flamme : les charbons « Richard Heller ».

Nous allons décrire sommairement quelques-uns des appareils qui ont été exposés, laissant à d'autres le soin de présenter aux lecteurs de *L'Éclairage* avec tous les détails nécessaires les parties les plus intéressantes de cette exposition.

D'ailleurs parmi les dispositifs ou appareils exposés, plusieurs ont déjà été décrits dans *L'Éclairage Électrique*.

MM. Chauvin et Arnoux avaient exposé en particulier un indicateur de vitesse à distance.

Cet appareil se compose essentiellement d'un petit alternateur à fer tournant, alimentant un petit voltmètre à fil chaud. Les indications fournies par ce voltmètre sont proportionnelles à la vitesse de l'alternateur.

Il faut signaler aussi, dans l'exposition Chauvin et Arnoux, le nouveau modèle de bobine d'induction de MM. Arnoux et Guérié qui permet d'alimenter une machine à plusieurs cylindres avec une seule bobine.

On remarquait dans l'exposition de la maison Carpentier plusieurs appareils très intéressants : un oscillographe bifilaire industriel avec électro-aimant et des nouveaux types de voltmètres et d'ampèremètres thermiques. Je dirai quelques mots des boussoles amorties Favé Carpentier. L'amortissement de ces appareils est produit par le frottement dans l'air d'un réseau de fils de verre excessivement fins. Ce système qui semble devoir s'appliquer à beaucoup de cas a certainement présenté de grandes difficultés pour être établi et sa réalisation fait le plus grand honneur à l'habileté de ses constructeurs.

Dans l'exposition Richard Heller on remarquait le fréquencesmètre de Hartmann et Kempf. Il a été décrit dans le numéro 15 du 9 avril 1904 de *L'Éclairage Électrique*. Il y avait aussi un certain nombre d'électrodynamomètres transportables à lecture directe pour la mesure des courants alternatifs. L'emploi de ce genre d'appareil semble depuis quelque temps se généraliser de plus en plus. A signaler encore un potentiomètre de Brüger, un petit tableau de distribution en miniature et la pince de Dietz pour la recherche des défauts sur les câbles à courants alternatifs.

La maison Rousselle et Tournaire avait exposé un vêtement protecteur permettant de faire sans danger les essais à haute tension. Ce vêtement qui habille complètement est en toile métallique très fine. Sa résistance depuis le capuchon jusqu'aux semelles est de 0,01 ohm. Il peut supporter 1 000 ampères pendant quelques instants et 200 ampères assez longtemps.

La Société pour le travail des métaux avait envoyé une batterie d'accumulateurs à haute

tension destinée au service de laboratoires. Les bacs réunis par groupe de vingt sont contenus dans des boîtes pleines d'un liquide isolant.

La maison Richard était représentée par son cinémomètre différentiel. Il a été décrit dans *L'Eclairage Electrique*, n° 9 du 27 février 1904. Cet appareil pourra rendre de grands services aux électriciens pour la détermination de l'irrégularité des machines entraînant les dynamos.

A noter à l'exposition Pellin le statovoltmètre de Crémieu dont *L'Eclairage Electrique* a donné une description dans le numéro 14 du 2 avril 1904.

Il y avait aussi le double galvanomètre de M. Le Châtelier, cet ingénieux appareil qui rend si facile l'application de la méthode thermo-électrique de M. Saladin pour la détermination des points de recalescence des métaux.

M. Gaiffe avait exposé ses intéressants appareils aux ingénieux dispositifs pour la production des courants de hautes fréquences; on peut se reporter à ce sujet au numéro 13 du 26 mars 1904 de *L'Eclairage Electrique* et à celui du 23 avril (n° 17) pour les expériences de M. Pellat sur la magnétofriction.

Un appareil assez intéressant de l'exposition était le photomètre à scintillation de MM. Simmance et Abady exposé par la Société des compteurs.

Cet appareil se compose d'un disque dont la jante est taillée en biseau; les deux sources hétérochromes éclairent alternativement les deux faces de la jante. Pendant la rotation du disque, on observe un scintillement qui dure tant que les deux sources produisent un éclaircissement différent. Si l'éclaircissement est le même, le disque paraît immobile. La sensibilité de l'appareil dépend de la vitesse. Il existe une vitesse optima qui peut être facilement obtenue.

M. Boucherot avait exposé des condensateurs industriels constitués avec du papier paraffiné et avec des feuilles d'étain. Il avait envoyé aussi des moteurs des types α et β dans lesquels l'inducteur est formé de deux couronnes. Dans le moteur α on peut les décaler d'un demi-pas polaire à l'aide d'un levier. Dans le moteur β ce décalage est effectué au moyen d'un commutateur spécial. Quant aux moteurs γ à double cage d'écureuil ils ont été décrits dans le bulletin de la Société internationale des Electriciens du mois de février 1898. Il en est de même pour un alternateur compound exposé, décrit dans le Bulletin du mois de juin 1902.

Enfin, M. Boucherot avait exposé un torquemètre qui permet de tracer la courbe.

$$\omega^2 = F \left(\int \omega dt \right).$$

Le coefficient angulaire de cette courbe permet de connaître le couple agissant sur la machine en mouvement, en vertu de la relation.

$$C\omega = \frac{1}{\alpha} K \frac{d\omega^2}{dt^2}.$$

Nous renvoyons encore au *Bulletin de la Société internationale des Electriciens* de décembre 1898.

En dehors de ces expositions intéressant au premier chef les électriciens, il avait été envoyé un grand nombre d'appareils parmi lesquels nous citerons les rhéostats des usines du Pied-de-Selle, les horloges Magnéto sans contact et le chronomètre enregistreur portatif de M. Ditisheim.

Les rhéostats des usines du Pied-de-Selle sont formés d'un tissu à trame métallique

et à chaîne d'amiante. Ces rhéostats ont une très grande capacité pour un encombrement très faible.

Dans les horloges Magnéto sans contact le courant est envoyé par une magnéto réglée par l'horloge principale.

Quant à l'appareil de M. Ditisheim il comprend un organe qui enregistre électriquement chaque seconde. Deux autres plumes reliées au transmetteur permettent d'enregistrer sur la même feuille de papier les signaux de départ et d'arrivée. La compensation se fait au moyen d'un balancier en acier nickel Guillaume.

M. Henri Fredet avait exposé ses accumulateurs au sulfhydrate d'ammoniaque. Cet accumulateur est le résultat des recherches entreprises par M. Fredet dans le but d'empêcher la désagrégation de la matière active positive et aussi d'éviter le sulfatage des négatives et les actions secondaires dues à des impuretés de l'électrolyte.

Nous terminerons enfin en citant quelques autres expositions intéressantes bien qu'elles ne soient pas purement électriques. La pompe centrifuge Rateau exposée par la maison Sautter Harlé, le système de courroie sans fin Drault, la balance Collot montée sur une plaque d'opaline et où l'on peut placer et centrer les poids sans ouvrir la cage. Les établissements Goy avaient aussi exposé un appareil de mesure pour l'étude de l'élasticité des tissus mais dont l'intérêt était tout à fait étranger à l'électricité. A. Becq.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

ÉLECTROCHIMIE

Perfectionnements aux accumulateurs, Chamberlain ⁽¹⁾. Patente américaine 746 289.

D'une façon générale la capacité d'un accumulateur varie de 1 p. 100 pour une modification de 1° dans la température. L'élément travaille ordinairement dans les meilleures conditions à 32°. Pour le réglage de la température, la batterie est munie de dispositifs de chauffage et de refroidissement. A (fig. 18) est une caisse en bois avec un blindage de plomb *a* qui diminue autant que possible le rayonnement de la chaleur à travers la paroi de l'élément. Les électrodes sont portées par les queues *b* placées dans des coches *C* faites à la partie supérieure des parois. *D* représente un dispositif horizontal de circulation (serpentin) en tube de plomb placé au-dessous des plaques. *e* est le tube d'entrée et *f* le tube de sortie. Les tubes *G* et *H* munis de robinets *g* et *h* servent à l'amenée du liquide chaud ou froid. *I* est une connexion tubulaire isolée en ébonite entre le tube de sortie *f* d'un

élément et le tube d'entrée *e* du suivant, permettant d'établir la continuité dans la circulation du liquide chaud ou froid sans établir de connexion métallique. Pour que, dans un grand nombre d'éléments, on puisse régler à volonté la température de chacun d'eux, un tube *K* est

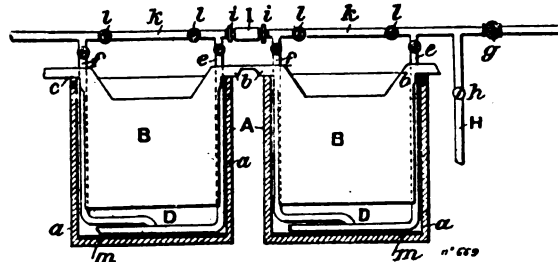


Fig. 18.

monté en dérivation sur celui qui traverse l'élément. Entre le serpentin de plomb et le fond du bac est placée une couche d'amiante. On peut aussi faire entrer directement par des tubes débouchant à l'extrémité inférieure de l'élément l'électrolyte préalablement chauffé ou refroidi.

(1) Voir *Écl. Élect.*, n° 21 (21 mai 1904).

....

Séparateur pour accumulateurs, F. Clark.
Patente américaine 736 216.

Les plaques positives consistent en une grille munie de barres transversales 2 et de côtés 3 avec de la matière active 4 (fig. 19). Entre elles

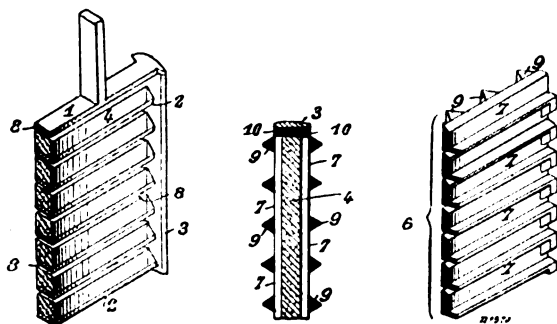


Fig. 19, 20 et 21.

et les plaques négatives sont placés des séparateurs 6 (fig. 20 et 21) consistant en une série de barres transversales 7 qui s'engagent dans les espaces libres entre les parois de la grille et la matière active. Les barrettes transversales des séparateurs sont maintenues par des côtés 9 dont la section est triangulaire de préférence. Leurs bouts se relient aux côtés du cadre 10 qui pénètrent dans les parties 3 des plaques positives. Un espace 17 est laissé libre pour la circulation de l'électrolyte. Le séparateur et les plaques peuvent recevoir un grand nombre d'autres formes.

Deux éléments américains destinés à produire de l'électricité avec du charbon.

Dans ces derniers temps on a beaucoup parlé des éléments de Hugo Jone et de James H. Reid. Celui de Jone n'est pas autre chose qu'un élément primaire ordinaire : les matières combustibles sont employées en dehors de l'élément pour régénérer la matière épuisée. Comme électrode négative on emploie de l'étain métallique séparé de l'électrode de charbon par un diaphragme en charbon. L'électrolyte est de la lessive de potasse chauffée à 160°. De l'oxyde de mercure placé dans l'espace entourant l'anode oxyde l'étain et le transforme en oxydure ; le mercure réduit est extrait par un siphon et dissous dans de l'acide azotique. En chauffant l'azotate de mercure on retrouve l'oxyde de mercure, et les oxydes d'azote traités par de l'air et de la vapeur reforment de l'acide nitrique.

L'oxydure d'étain est fournie dans un four à sole plate. La chaleur de réaction en excédant est employée dans les réactions décrites. De cette façon, et abstraction faite des pertes inévitables, on n'emploie que du charbon et de l'air atmosphérique. Les produits de combustion du four à réduction passent dans des faisceaux tubulaires, produisent de la vapeur dans une chaudière, échauffent un tambour horizontal dans lequel coule le nitrate de mercure, contournent les parois de l'élément galvanique et échauffent dans un tube en hélice, l'air nécessaire à l'oxydation de l'acide azotique et à la conduite des fours. Le traitement du mercure avec de l'acide azotique et de la vapeur prise à la chaudière a lieu dans un récipient hermétiquement clos. Les éléments sont placés jusqu'à une certaine hauteur dans du sable ou dans des scories, pour les isoler électriquement. On s'est efforcé autant que possible dans toute l'installation d'éviter les pertes de chaleur. Le pot en charbon est suspendu par une connexion isolée au centre du couvercle métallique du récipient extérieur. Des brosses écartent l'oxydure des électrodes d'étain qui tournent et sont connectées métalliquement au récipient extérieur.

Lorsque l'installation est assez grande pour que la chaleur dégagée par le four suffise à l'échauffement des éléments, ces derniers doivent avoir un rendement de 85 p. 100 d'après les données de l'inventeur et de 90 p. 100 d'après les essais des D^{rs} Thurlimann et Beyenbach.

L'élément consomme 1,35 kgr d'étain par cheval-heure électrique. La force électromotrice est 1,6 volt ; l'intensité du courant, pour 6,8 litres de liquide et 0,02 ohm de résistance extérieure atteint 23 ampères. D'après Thurlimann 49,5 p. 100 de l'énergie chimique latente du charbon est utilisée ; d'après Jone ce chiffre s'élève à 66 p. 100. D'après Beyenbach les 1,35 kgr de l'étain peuvent être récupérés avec 150 gr d'anthracite ou 255 gr de charbon ordinaire.

La forme décrite pour l'appareil a subi récemment des modifications pour lesquelles les patentes ne sont pas encore assurées. L'oxyde de mercure est obtenu au moyen d'une substance directement régénérée par l'oxygène. Les brosses sont supprimées et quelques simplifications ont été faites.

Les calculs de Jone sur le rendement semblent critiquables. Si, comme on l'a indiqué plus haut,

150 gr d'anthracite produisent 0,746 kilowatt-heure = 645 calories, cela ne donne que 36 à 43 p. 100 d'utilisation de l'énergie du charbon, puisque la combustion produit 1 500 à 1 600 calories.

C. J. Reid fait remarquer qu'il est à peine plus économique de réduire l'oxydure d'étain dans le fonctionnement même de la batterie que de le traiter ensuite dans les usines ou fonderies. Si l'on n'obtient 23 ampères sous 1,6 volt, la résistance totale est 0,046 ohm et par conséquent la résistance intérieure est 0,0046 — 0,02 = 0,026 ohm ; le rendement est donc au maximum $\frac{0,02}{0,046} = 43,5$ p. 100 de l'énergie chimique de réaction, en ne prenant même pas en considération les pertes de chaleur et d'énergie dues aux frottements, à la circulation et à la régénération. La puissance de l'élément ne peut pas dépasser $1,06 \times 23 \times 0,435 = 10,6$ watts. Pour fournir un travail correspondant à 1 cheval-heure, l'élément devrait fonctionner pendant 70,4 heures et consommerait 6,5 kgr d'oxyde de mercure et 3,6 kgr d'étain de sorte que, en comptant les 8,6 kgr d'électrolyte, le poids de produits chimiques seul atteint 18,7 kgr. L'espace nécessaire à l'élément et au four ne serait certainement pas inférieur au triple, et atteindrait vraisemblablement le quintuple ou le sextuple de celui qu'occupe l'électrolyte, soit 2,2 à 3,6 m³ par cheval-heure, espace auquel il faut encore ajouter une grande place pour la régénération de l'acide azotique, pour la réduction de l'oxydure d'étain, et pour la réoxydation du mercure. Cette dernière opération n'est pas recommandable, car elle nécessiterait par cheval-heure 7,9 kgr d'acide azotique de densité 1,422. Pour la réduction de 4,1 kgr d'oxydure d'étain, il faudrait 5,4 à 7,2 kgr de charbon d'après les expériences faites jusqu'à présent. On doit compter sur 10 p. 100 de pertes. Pour récupérer les 7,8 kgr d'acide azotique, les vapeurs nitreuses devraient être recueillies dans une grande quantité d'eau dont la vaporisation exigerait 10 à 50 fois autant de charbon qu'en nécessite la production d'un cheval-heure dans une machine à vapeur.

Jone n'a prêté qu'une médiocre attention au travail énorme nécessaire au rassemblement et au traitement des sous-produits et aux pertes d'énergie qui en résulteraient.

Il admet en outre d'une façon injustifiée que

l'électrolyte ne subit aucune modification. Vraisemblablement la manipulation seule pour sortir l'oxydure d'étain de l'élément et pour le séparer de l'électrolyte coûteront plus cher en travail que le charbon nécessaire à la production d'une force égale au moyen de la vapeur. En faisant abstraction des pertes de matériel, et en ne considérant que les pertes d'énergie, il est vraisemblable que les frais de production de l'énergie correspondront à 25 ou 30 kgr de charbon par cheval-heure.

L'élément de Reid a déjà été décrit plusieurs fois. Comme dans les éléments analogues de Jablockhof, Archereau, Jacques, etc., Reid s'appuie sur l'action thermo-électrique. Dans toutes les réactions électrochimiques les matières employées doivent être conductrices. Un gaz non conducteur ne peut donc pas être employé comme électrode à l'état gazeux. Les gaz de combustion ne peuvent donc prendre part à des réactions chimiques que s'ils ont été rendus conducteurs par une solution. Supposons que ce soit le cas : l'oxydation ne pourrait être produite que par H^2ON^2aO et Fe^2O^3 . Les chaleurs de formation de ces corps sont 69 000, 155 900 et 197 700 ; celle de CH^4 est 20 414, de CO^2 97 650, de CO 29 400 et de FeO 65 700. Des 17 réactions possibles, seules les suivantes peuvent produire de l'énergie : $CH + Fe^2O^3 = 3H^2O + 2Fe$, $2H + Fe^2O^3 = H^2O + 2FeO$, $3CO + Fe^2O^3 = 2Fe + 3CO^2$ et $CO + Fe^2O^3 = 2FeO + CO^2$. La première donne une force électromotrice de 0,07 volt ; les autres donnent une force électromotrice encore plus faible. Par conséquent la force électromotrice de 0,9 volt indiquée pour l'élément de Reid est entièrement ou presque entièrement due à un effet thermo-électrique. L'appareil a été nommé Dynelectron par l'inventeur.

Accumulateur. Gustave K. Hartung. *Patente américaine* 745 604, 16 septembre 1903.

Les plaques sont constituées par une série de cylindres maintenus parallèlement et à égale distance les uns des autres (fig. 1, 2, 3). Ces cylindres *t* sont en terre poreuse non vernissée et sont garnis de matière active (*a*), du peroxyde de plomb, par exemple, mélangé avec une substance élastique et résistante telle que du liège et du caoutchouc. Si la charge produit un foi-

sonnement de la matière active, cette substance interposée cède et empêche la rupture des tubes. Un axe en plomb ou en plomb antimonie tra-

une connexion m réunit tous les axes w des cylindres de même polarité. R. V.

MESURES

Potentiomètre à lecture directe pour recherches thermo-électriques.

Le laboratoire national de physique de Londres vient d'adopter un nouveau potentiomètre à lecture directe dû à M. J.-A. Harker, D. Sc.

L'appareil est caractérisé par le fait que sa résistance totale est de 2ω et qu'il permet de lire $1/10$ de microvolt.

Les bobines régulatrices sur lesquelles est réglée à une valeur définie la chute de tension, sont disposées sur deux rangs. La rangée centrale de la boîte comporte vingt bobines de 0.1ω chacune. En série avec celles-ci, est établie une seconde rangée immédiatement derrière le fil du curseur; elle consiste en 11 bobines de 0.01ω . Grâce à un dispositif de grosses tiges de cuivre connecté avec les bouts du fil curseur, qui a une résistance totale de 0.02ω , chaque groupe de deux bobines adjacentes de cette dernière série peut se mettre en parallèle avec le fil curseur. Les onze bobines de 0.01 , lorsque deux d'entre elles sont ainsi shuntées, sont équivalentes à exactement 1ω .

Pour tous les travaux thermo-électriques ordinaires, la chute de potentiel à ces deux séries de bobines est ajustée de telle sorte que chacune des rangées représente 1 000 microvolts. Chaque 0.01 étant donc de 100 microvolts.

Le fil curseur est pourvu d'une échelle à 200 divisions figurées comme 100, qui en pratique sont des millimètres. Comme la chute le long du fil est de 100 microvolts, il est possible d'évaluer facilement 0.1 microvolt. On remarquera que le fil curseur ainsi connecté fait fonction de vernier pour les petites bobines.

Le réglage de la force électromotrice s'effectue par un élément étalon Clark ou Weston et la série auxiliaire de bobines de la rangée postérieure. C'est une des particularités de l'instrument de permettre, sans altération extérieure, l'emploi d'une forme quelconque d'étalon. Les cinq bobines de gauche sont reliées constamment en série, mais sont disposées de telle sorte que chaque bobine peut être mise hors circuit quand il le faut. Leurs valeurs respectives sont de 100 40 1 0.5 et 0.5. Celles de droite consti-

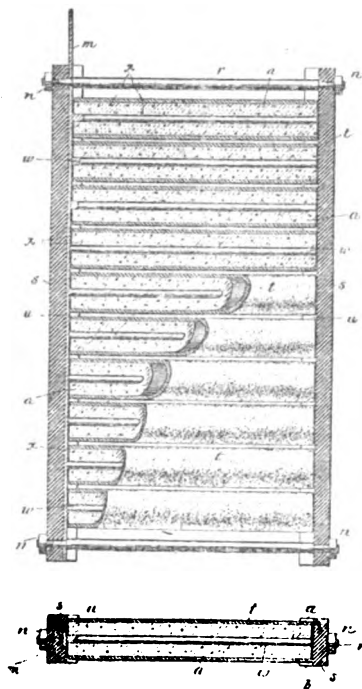


Fig. 1 et 2.

verse les tubes t . Une série de tubes t est maintenue dans un plan vertical par deux montants s , munis de supports m disposés à égale distance les uns des autres.

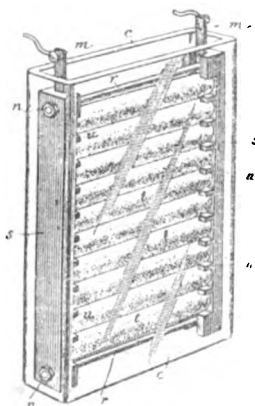


Fig. 3.

Ces montants sont plus larges que le diamètre des tubes, de sorte qu'ils servent en même temps de séparateurs. La liaison des tubes avec les montants s est faite par l'écrou r et la vis n ;

tuent une série de 10 simples bobines série de 0,1 Ω chacune disposées de façon à pouvoir être reliées séparément à la barre de cuivre.

Le courant compensateur est fourni par une petite pile secondaire de 30 ampères-heure avec laquelle se trouve en série un cadran de résistance capable d'une variation de 0,1 jusqu'à 2 000 par avancement de 0,1.

Les quatre circuits de thermojonction sont reliés à un commutateur-sélecteur au moyen duquel ils (ou la différence de deux d'entre eux) peuvent être successivement mis en circuit.

Dans tout l'appareil, les seules pièces métalliques chargées de courant sont en cuivre de haute conductibilité et en manganine. Toutes les connexions du sommet de la boîte sont établies par des contacts à godets de mercure.

Le fil curseur, qui est en manganine, est protégé contre l'oxydation par de la dorure. Ses extrémités sont soudées à des blocs de cuivre vissés aux extrémités de deux barres et sous la rangée de bobines d'équilibre de 0,1 Ω . Les blocs sont, en outre, connectés aux barres par des godets à mercure et des pièces en U.

L'un des principaux avantages de cet instrument, c'est que toutes les bobines peuvent être arrangées de façon à avoir leur résistance réglée, lorsqu'elles sont placées dans la boîte. Les séries de 0,1 et 1 ont été faites chacune d'un fil continu de manganine appropriée.

La résistance de bout à bout en est d'une grande uniformité.

Il n'est pas très important que les bobines d'un potentiomètre de ce genre aient un coefficient de température négligeable, à condition que ce coefficient soit identique pour les différentes dimensions de fil employées.

Toutes les bornes du potentiomètre sont disposées sur une seule rangée. Les fils ne doivent pas être détachés lorsque l'appareil ne fonctionne pas.

Il est très facile de construire une courbe de refroidissement montrant, par exemple, le point de solidification de l'argent en employant un four électrique avec un couple platine-platine-rhodium sur le potentiomètre. Il est du reste très facile d'obtenir les mêmes résultats aussi souvent qu'on le désire. Par des points marqués sur la courbe on a des positions indépendantes du curseur qui est déplacé après chaque lecture.

Comme on le voit le dispositif de M. Harker est des plus ingénieux et rendra certainement d'importants services pour les recherches thermo-électriques auxquelles les autres formes de potentiomètre n'étaient jusqu'à présent qu'imparfaitement appropriées.

E. G.

L'indicateur de chauffe Kilroy.

Les figures ci-jointes se rapportent à un nouvel indicateur de chauffe dû à l'ingéniosité de M. Kilroy et exploité par Evershed et Vignoles, Ltd, de Londres. Cet indicateur a été inventé dans le but de faciliter le chauffage uniforme des fourneaux de chaudières. Son emploi assure une utilisation maxima du charbon et un minimum de pertes en fumée.

Le système emploie un certain nombre « d'indicateurs de chauffe » par groupe, un indicateur par rangée de chaudières. Les indicateurs font résonner un gong et désignent le numéro du four qui doit être activé, et cela aux intervalles voulus et dans un ordre défini. Tous les indicateurs sont actionnés électriquement par un seul régulateur placé dans l'une des chambres de machines.

Ce régulateur consiste en une sorte d'interrupteur qui, à des intervalles de temps égaux, ferme des circuits électriques, lesquels actionnent les indicateurs. Le mécanisme du régulateur est constitué de telle sorte que les indicateurs ne fonctionnent pas tous en même temps, mais un à un. Un levier permet au machiniste de varier le degré de chauffe. Si le régulateur est, par exemple, placé pour un intervalle de 8 minutes et s'il y a 8 fours dans une rangée, l'indicateur indiquera un autre numéro et sonnera chaque minute. Un tour complet est donc fait alors en 8 minutes. Une série de commutateurs — un pour chaque indicateur — permet de ne mettre en action que ceux des indicateurs qu'il faut. L'appareil est solide et étanche et, lorsqu'il est mis en action, fonctionne automatiquement et sans surveillance.

Chaque indicateur comporte une boîte extérieure solide protégeant le timbre et une boîte étanche intérieure contenant un électro-aimant et un mécanisme pour mettre en mouvement le cadran qui porte les numéros correspondants aux fours. Lorsque le courant actionne l'électro, une armature est attirée de façon à frapper un coup sur le timbre. L'autre armature est attirée

au même moment et son mouvement sert à faire tourner le disque pour montrer le numéro suivant à travers l'ouverture ménagée dans la boîte extérieure. De cette façon, chaque fois qu'un four doit être attisé, une sonnerie résonne et le numéro du four se montre. Ce numéro reste visible jusqu'à ce que ce soit le tour du four suivant.

Voici maintenant quelques détails plus précis :

Un courant électrique pris à une source appropriée, un circuit d'éclairage, par exemple, est conduit à chacun des électro-aimants B et C. Ces électros agissent sur une armature de fer

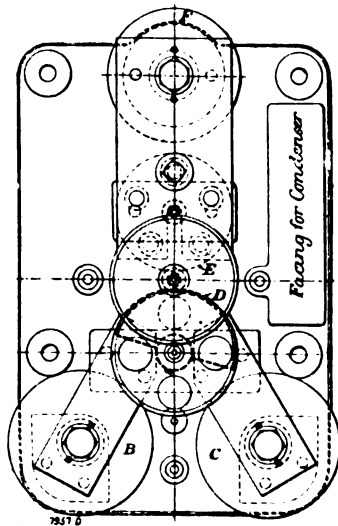


Fig. 1. — Indicateur de chauffe Kilroy.

doux à pivot D qui, par des roues dentées, communique son mouvement au disque de cuivre plan E. Ce disque en tournant dans le champ d'un autre électro-aimant F agit comme frein de Foucault. Les enroulements de l'électro F et ceux des électros B et C sont en série, afin que le rapport entre l'attraction exercée par les électros B et C sur l'armature, et la force retardatrice exercée sur le disque de cuivre par le champ de l'électro F puisse rester, en dépit des changements de voltage, pratiquement constante. Un seul des électros B et C est actionné à la fois. Un commutateur automatique G, dont l'action dépend du mouvement de l'armature D, sert à interrompre le circuit d'un des électros et à établir celui de l'autre lorsque l'armature se déplace dans un sens ou dans l'autre jusqu'au bout de sa course. Ce mouvement de l'armature,

d'abord d'un côté puis de l'autre, et le mouvement analogue du disque de freinage qui s'en suit, sont continuels et automatiques tant que l'appareil est en circuit pour fournir le courant. Le commutateur automatique G, dans le contrôleur, outre qu'il dirige le courant vers les électros B et C, établit et rompt les contacts requis pour mettre les indicateurs en action. Les résistances H et les condensateurs J en connexion avec le contact du commutateur, s'emploient

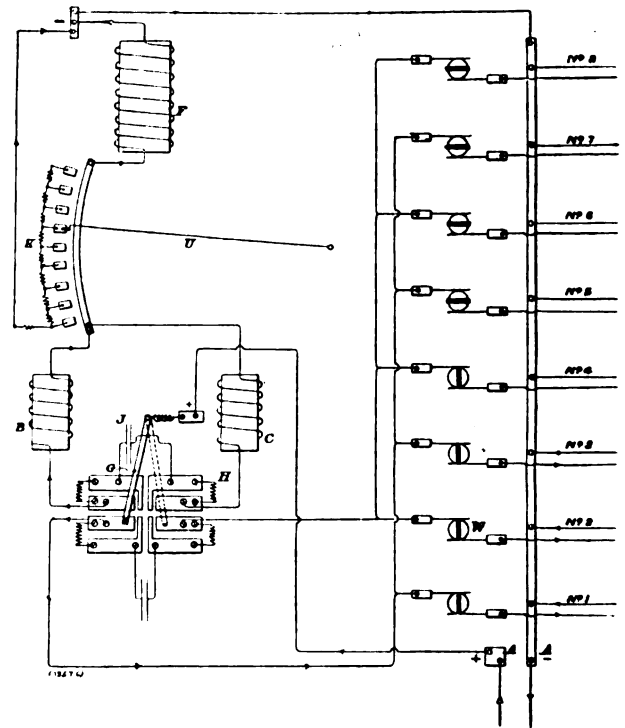


Fig. 2. — Indicateur de chauffe Kilroy.
(Schéma des connexions).

pour réduire l'étincelle à la rupture des circuits d'induction. L'électro F est pourvu d'une résistance shunt subdivisée K, qui peut être actionnée de l'extérieur et sert à modifier à volonté la vitesse du mécanisme. Cette résistance shunt est enroulée de fil de nickel et constitue un moyen de compenser le coefficient de température du disque-frein en cuivre.

Comme guide sommaire pour la détermination de la quantité de charbon nécessitée par chaque chauffe, on peut se baser sur ce qui suit. Supposons que chaque chaudière doive fournir un effet utile de 450 H. P. et que la consommation de charbon soit de 2 livres par che-

val-heure; le charbon brûlé par heure sera de 900 livres par chaudière, soit environ 90 pelletées de 10 livres en 60 minutes. Si l'on a fixé à 8 minutes l'intervalle d'attisement, le nombre de pelletées nécessaires pour la chauffe de chaque chaudière sera de $\frac{90 \times 8}{60} = 12$. Si chaque chaudière a deux fours, il faudra 6 pelletées à chaque four, chaque fois que son numéro paraîtra à l'indicateur. Si chaque four a deux portes, il faudra naturellement 3 pelletées pour chaque quart du fourneau total.

Quant aux connexions, le régulateur est relié aux câbles de la lumière à travers un interrupteur principal; deux conducteurs ou un câble à deux brins relient le régulateur à chaque indicateur; la disposition des fils est identique à celle d'une boîte de distribution alimentant un certain nombre de lampes.

Comme on le voit, l'invention de M. Kilroy est simple et son maniement est à la portée de tous les machinistes et chauffeurs. Ses avantages techniques et économiques sont suffisamment évidents pour qu'il ne soit pas nécessaire d'y insister. Nul doute qu'une fois connue et appréciée, elle ne soit rapidement adoptée et appliquée dans toutes les stations génératrices de vapeur.

E. G.

DIVERS

Forces thermoélectriques dans un fil chauffé.
Schneider, *Elektrotechnische Zeitschrift*, 24 mars.

Sous le titre « Les courants thermoélectriques », M. Egg Siegborg a présenté un travail dans lequel il décrit diverses expériences effectuées par lui et qu'il explique au moyen d'une nouvelle hypothèse.

Les expériences sont les suivantes :

a. Un fil de fer froid et un fil de fer chaud sont amenés au contact et le circuit est fermé par un galvanomètre. Le courant résultant passe du fil chaud au fil froid (fig. 1).

b. Un fil de fer plongé dans l'eau est chauffé au moyen d'un chalumeau à l'endroit où il pénètre dans le liquide. Le courant résultant passe de la partie chauffée à la partie immergée (fig. 2).

c. Une flamme est déplacée le long d'un fil de fer fin. Un courant (d'après Egg-Siegborg) prend naissance dans la direction opposée à celle du mouvement de la flamme (fig. 3). Dans cette expérience, M. Egg-Siegborg s'est trompé sur le

sens du courant; cette erreur a déjà été signalée par le professeur Heinke.

D'après l'hypothèse d'Egg-Siegborg la source de courant réside dans les chutes de température dissymétriques des deux côtés de la place chauffée. Dans le premier, par exemple, le courant doit s'établir dans le sens de la plus

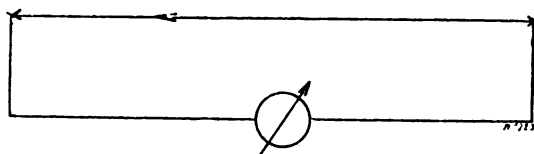


Fig. 1.

brusque chute de température. Les expériences a et b telles qu'elles sont décrites plus haut, confirment cette hypothèse, de même que l'expérience c, rectifiée en admettant que le courant passe dans le sens du mouvement de la flamme et par conséquent dans la direction du plus brusque écart de température.

Pour éclaircir cette hypothèse, nous avons fait des expériences détaillées dans lesquelles des fils de fer toujours identiques (0,3 mm et 1 mm de diamètre, 1,50 m de longueur) étaient employés. Les courants étaient mesurés au moyen d'un galvanomètre astatique à miroir (axe de l'aimant astatique vertical). Pour une durée d'oscillation de 8 secondes on pouvait encore mesurer 10^{-8} ampère.

Les essais b et c donnèrent le même résultat; dans l'essai a, au contraire, nous avons trouvé (pour les espèces de fer les plus différentes), un courant de sens opposé, c'est-à-dire allant du fil froid au fil chaud. Ce résultat a déjà été indiqué par Gauguin (1). Peut-être E. Egg-Siegborg a-t-il employé dans cette expérience un fil de fer carburé et a-t-il obtenu pour cette raison un résultat différent.

Voici les nouvelles expériences :

I. Un fil de fer, long et mince et enveloppé sur la moitié de sa longueur d'une couche épaisse d'amiante, est chauffé, à son entrée dans l'enveloppe d'amiante, par une flamme de gaz. Le plus brusque écart de température se produit du côté du fil libre, mais le courant passe de la partie chauffée à la partie enveloppée.

(1) *Annales de physique et chimie*, 3^e série 1862, p. 91.

La différence de potentiel croît avec le temps et, suivant la grandeur et la position de la flamme, atteint, au bout de 1 ou 2 heures, un maximum d'environ 500 000 microvolts (0,5 volt).

Le fil est alors chauffé à environ 1 000°. Si on

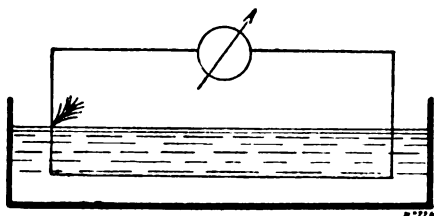


Fig. 2.

laisse le fil se refroidir (lentement et avec soin, car il est devenu très fragile) et si on le chauffe ensuite à nouveau, la différence de potentiel atteint aussitôt sa plus grande valeur.

II. Un fil de fer est placé entre deux joues de fer et chauffé à cet endroit. Le courant passe de la place chauffée à la partie refroidie par les joues en fer.

III. Un fil de fer chauffé par une flamme est brusquement refroidi sur l'un des côtés de la flamme par deux joues en fer. Le courant va de la partie refroidie à la place chauffée.

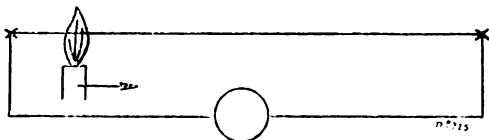


Fig. 3.

IV. Deux fils de fer de même espèce mais de diamètre inégaux sont tordus ensemble, soudés ou comprimés. Lorsqu'on chauffe la partie jointive, le courant passe du fil fin au gros fil.

Dans les expériences *b c* et II le courant passe dans le sens du plus brusque écart de température : dans les expériences I, III, IV, il passe dans l'autre sens. L'hypothèse de M. Egg-Sieberg n'apporte donc aucun éclaircissement. L'existence d'un courant doit pouvoir être expliquée dans ces expériences par le contact de deux corps mécaniquement et chimiquement différents l'un de l'autre.

Dans un thermoélément oxyde de fer-fer le courant passe de l'oxyde de fer au fer. Or, dans l'expérience 1, tout le fer s'était oxydé à l'endroit chauffé : ceci explique la grande fragilité

du fil. La résistance avait aussi varié ; sa valeur était 2 ohms au début de l'expérience, et 100 000 ohms à la fin. L'oxydation progressive explique la différence de potentiel croissant avec le temps et la valeur maxima relativement élevée qu'elle atteint.

Si on laisse refroidir le fil et qu'on le chauffe à nouveau, la différence de potentiel doit atteindre aussitôt sa plus grande valeur, ce que l'expérience vérifie. La garniture d'amiante qui primitivement devait protéger le fil contre la chaleur servait ici à l'empêcher de brûler.

Dans l'expérience II les joues de fer empêchent le fil de brûler ; le courant passe encore de l'oxyde au fer. De même dans l'expérience *b*.

Dans l'expérience III, le fer est brûlé des deux côtés de la flamme ; la somme des différences de potentiel entre les éléments individuels oxyde de fer-fer est nulle. Mais si le fil est refroidi d'un côté, les différences de potentiel de l'élément symétrique par rapport à la flamme prédominent, car la température y est plus élevée. Le courant passe encore de l'oxyde au fer.

Dans l'expérience IV enfin, il est clair que le fil fin s'oxyde plus que le gros fil quand on les chauffe ensemble ; le courant doit donc passer du fil fin au gros fil.

Ces expériences, et une série d'autres faites de la même façon, ayant toujours donné le même résultat, il était évident que l'explication de l'expérience *c*, dans laquelle une flamme est déplacée le long d'un fil, devait être attribuée à la même cause.

Lorsque la flamme est immobile, nous avons trouvé un équilibre entre les différences de potentiel des éléments individuels. Mais si le centre d'échauffement est mobile, la symétrie est détruite. Les températures les plus élevées se déplacent avec la flamme et le courant doit par conséquent avoir le sens du mouvement. Lorsque la flamme était déplacée avec une vitesse de 5 mm par seconde, la différence de potentiel atteignait 900 microvolts (diamètre du fil, 0,3 mm). La variation de la résistance confirme aussi l'exactitude de l'explication. Au commencement de l'expérience elle était de 1,98 pour un fil donné ; elle augmenta lentement et atteignit 3,01 ohms après 5 passages de la flamme sous le fil.

Finalement, en ce qui concerne l'explication de l'expérience *a*, on peut se reporter au travail

de Le Roux ⁽¹⁾, où est traité le cas du contact entre deux fils de même métal et de températures inégales.

Les mêmes essais ont été répétés avec des fils de maillechort, de cuivre et de platine. Nulle part on ne constata une relation entre la différence de potentiel et la rapidité de variation de la température. La force électromotrice qui prend naissance est toujours explicable par une modification de la structure ou de la constitution chimique du corps.

Pour le maillechort, dont la structure varie beaucoup avec la température, on a trouvé des courants relativement intenses ; au contraire, le

courant était faible dans le cas du platine ou du cuivre.

L'expérience 1 donna pour le platine une différence de potentiel maxima de 10 microvolts (au lieu de 500 000 pour le fer), les essais II et III environ 160 microvolts. Cette dernière valeur provient de ce qu'il se produit entre les parties de platine et les parties de fer en contact avec elles des courants thermoélectriques qui, il est vrai, se ferment en grande partie sur eux-mêmes, mais dont une portion traverse cependant le galvanomètre. Plusieurs expériences ont vérifié cette hypothèse.

B. L.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Séance du 14 mars 1904.

Sur la disparition de la radioactivité induite par le radium sur les corps solides. Note de MM. P. Curie et J. Danne, présentée par M. A. POTIER.

« Dans un travail antérieur, nous avons étudié la loi suivant laquelle diminue en fonction du temps le rayonnement de Becquerel d'un corps solide qui a été exposé pendant un certain temps à l'émanation du radium. La figure reproduite ici (fig. 1) donne le résultat des expériences. Le logarithme de l'intensité I du rayonnement est porté en ordonnée ; le temps porté en abscisse est compté à partir du moment où la lame est soustraite à l'action de l'émanation. Les temps pendant lesquels les corps solides sont restés sous l'action de l'émanation sont inscrits sur chaque courbe. La courbe (1) est la courbe limite que l'on obtient lorsque le corps a été soumis pendant très longtemps à l'action de l'émanation. Nous avons trouvé que dans ce cas l'intensité I du rayonnement pendant que la lame se désactive est donnée en fonction du temps t par la différence de deux exponentielles. On a

$$(1) \quad I = I_0 [-(k-1)e^{-bt} + ke^{-ct}]$$

⁽¹⁾ *Annales de physique et chimie*, 4^e série, vol. 10, p. 201.

$$\text{avec } k=4,2, b=0,000538=\frac{1}{1860}; c=0,000413=\frac{1}{2420}.$$

» On peut interpréter théoriquement ces résultats en adoptant la manière de voir de M. Rutherford et en imaginant que l'émanation agit sur les parois solides de façon à créer une substance radioactive B qui disparaît spontanément suivant une loi exponentielle simple de coefficient b . En disparaissant, la substance B donne naissance à une nouvelle substance radioactive C qui disparaît elle-même, suivant une loi exponentielle simple du coefficient c . Si l'on admet que les deux substances B et C émettent des rayons de Becquerel, on trouve que le rayonnement total doit être de la forme (1). La valeur du coefficient k dépend du rapport des pouvoirs émissifs des substances B et C en rayons de Becquerel.

» Dans le cas particulier où l'on suppose que la substance C rayonne seule, on trouve que l'on doit avoir $K = \frac{b}{b-c} = \frac{0,000538}{0,000538-0,000413} = 4,3$. L'expérience ayant donné 4,2 pour ce coefficient K , il y a là une coïncidence remarquable, et l'on voit que tout se passe comme si la substance B ne rayonnait pas, mais se transformait en une substance C qui seule émet des rayons de Becquerel.

» Il convient de remarquer que lorsque l'on a $K = \frac{b}{b-c}$, la formule (1) est symétrique par

rapport à b et c . On peut donc intervertir les valeurs de b et de c sans changer la formule. On peut donc faire l'hypothèse I avec $b = 0,000538$ et $c = 0,000413$ ou l'hypothèse II avec $b = 0,000413$ et $c = 0,000538$; la loi de désactivation sera également bien représentée dans les deux cas.

» Dans la première hypothèse ($b > c$), la substance B inactive disparaît plus rapidement que la substance C; quelques heures après le début

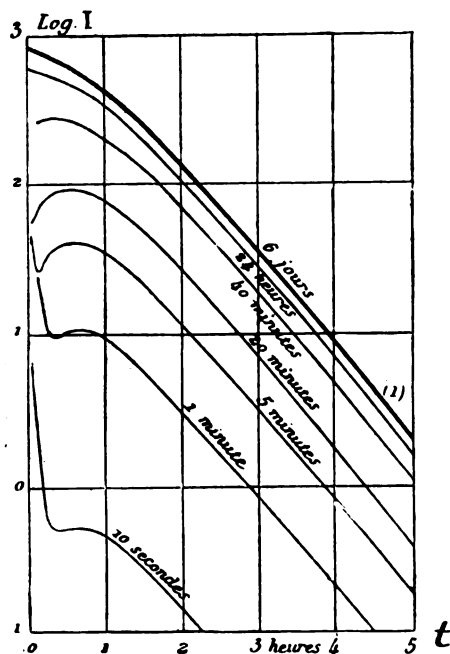


Fig. 1.

de la désactivation, la substance C subsiste seule à la surface du corps. Dans la deuxième hypothèse ($b < c$) la substance B se détruit plus lentement que C, mais, comme elle entretient C, les deux substances disparaissent en même temps pendant la désactivation et le mélange subsiste jusqu'à ce que toute activité ait disparu. Pour décider entre les deux hypothèses, il faut étudier d'autres phénomènes, tels que ceux de la distillation de l'activité par échauffement des corps activés. Les expériences que nous publierons prochainement sont en accord avec la première hypothèse. La substance B inactive est celle qui disparaît le plus vite.

» On peut étendre la théorie précédente en cherchant quelle est la loi de désactivation d'une paroi solide qui a été soumise pendant un temps

déterminé θ à l'action de l'émanation du radium. On trouve que l'on doit avoir :

$$(1) \quad I = I_0 \left[-\frac{c}{b-c} (1 - e^{-bt}) e^{-bt} + \frac{b}{b-c} (1 - e^{-ct}) e^{-ct} \right].$$

» La formule (2) ne rend pas compte de la première baisse de l'intensité du rayonnement qui se produit pendant les premières minutes de la désactivation, après activation de courte durée. En revanche, à partir de 20 minutes après le début de la désactivation et jusqu'à la fin, le rayonnement trouvé par l'expérience est parfaitement représenté par cette formule (1). En particulier on retrouve en place sur l'échelle des temps le maximum de l'intensité du rayonnement qui se produit pendant la désactivation.

» Pour retrouver toutes les particularités des courbes de désactivation il est nécessaire d'avoir recours à trois substances distinctes. On peut supposer par exemple que l'émanation crée une première substance A qui disparaît rapidement suivant une loi exponentielle simple de coefficient a en se transformant dans la substance B qui se transforme à son tour en C. On explique convenablement les résultats en supposant que A et C émettent des rayons de Becquerel et que B n'en émet pas. L'intensité du rayonnement est alors donnée pendant la désactivation, par la formule

$$I = I_0 \left[\lambda (1 - e^{-at}) e^{-at} - \frac{c}{(b-c)} \frac{a}{(a-b)} (1 - e^{-bt}) e^{-bt} + \frac{b}{(b-c)} \frac{a}{(a-c)} (1 - e^{-ct}) e^{-ct} \right].$$

θ représentant la durée d'action de l'émanation, avec $\lambda = 0,57$, $a = 0,0045$, $b = 0,000538$, $c = 0,000413$. Le temps nécessaire pour que la quantité de chaque substance ait diminué de moitié est de 2,6 minutes environ pour la substance A, de 21 minutes pour la substance B et de 28 minutes pour la substance C. Ces temps sont caractéristiques pour ces trois substances. »

(1) La quantité d'émanation qui a servi à activer les corps n'était malheureusement pas la même dans les diverses expériences; il en résulte que l'on peut seulement retrouver la forme des courbes et non leur position exacte sur l'échelle des ordonnées. De nouvelles expériences seraient utiles.

ELECTROTECHNISCHER VEREIN

Sur les plus récents câbles téléphoniques sous-marins. Breisig.

Dans les deux dernières années on a posé plusieurs câbles téléphoniques sous-marins d'une construction particulièrement soignée faisant partie de réseaux étendus et très importants. Le premier d'entre eux, le câble Fehmarn-Lolland, appartient à la ligne téléphonique Berlin-Copenhague et a une longueur de 19,3 km. Il a été installé par les administrations des télégraphes danoises et allemandes opérant en commun. Après ce câble on a posé le câble de 29,5 km Greetsiel-Borkum et le câble de 75,2 km Cuxhaven-Heligoland servant à relier l'Allemagne du Nord et du Centre à ces deux îles.

La construction et la pose des câbles ont été faites par la maison Felten et Guillaume qui avait pris une part active aux recherches faites en vue d'obtenir une construction appropriée. Le calcul d'un câble téléphonique destiné à un tronçon déterminé, n'a pu être mené à bien qu'à partir du jour où l'on a connu d'une façon parfaite les lois régissant la propagation des courants alternatifs dans de longues canalisations. La longueur des conducteurs a une influence considérable et perturbatrice sur les courants alternatifs et, par suite de la capacité répartie le long de la ligne, il se produit un phénomène de charges et de décharges qui, pour ainsi dire, empêche les signaux de se propager jusqu'au bout.

D'après la théorie, l'amortissement est une fonction de la grandeur $e^{\sqrt{(a+imc)(w+iml)}s}$ et croît avec cette grandeur. Dans cette expression a , c , w , l , représentent la dérivation, la capacité, la résistance, et l'inductance par kilomètre de conducteur, m le nombre de périodes en 2π secondes, s la longueur de la ligne en kilomètres. Depuis que, grâce aux recherches de Pupin, ces grandeurs sont connues d'une façon beaucoup plus complète que précédemment, on a l'habitude de les employer sous la forme $e^{(\alpha+i\beta)s}$ où $e^{\beta s}$ représente un facteur numérique et $e^{i\alpha s}$ un décalage. Ce dernier qui dépend de la longueur d'onde, a une grande importance pour la théorie des lignes à inductance de Pupin ; dans le cas actuel nous pouvons en première approximation faire abstraction de la grandeur α : β est alors la partie réelle de l'expression $\sqrt{(a+imc)(w+iml)}$. Si, comme cela est permis en règle générale, et

surtout lorsqu'il s'agit des câbles, nous supposons la dérivation négligeable, c'est-à-dire l'isolement très grand, nous obtenons après un calcul simple l'équation $\beta^2 = \frac{mc}{2} (\sqrt{m^2 l^2 + w^2} - ml)$.

Si les propriétés électriques du conducteur sont données, il est possible de calculer β , et si de plus on sait par comparaison avec d'autres conducteurs pour lesquels le facteur β et la longueur sont connus, jusqu'à quelle valeur de $e^{\beta s}$ on obtient une netteté de transmission suffisante, on peut déterminer exactement jusqu'à quelle distance la ligne peut être employée pour la transmission de la parole. D'autre part, on peut, pour une longueur donnée, déterminer la valeur de β nécessaire, et en déduire les propriétés que doit présenter la ligne à établir.

Pupin a nommé la grandeur β constante d'amortissement.

Comme il est nécessaire de connaître cette grandeur par unité de longueur et que de plus elle n'est pas constante en règle générale pour une ligne donnée, il serait préférable de la désigner par amortissement spécifique. La grandeur βs serait alors utilement nommée exposant d'amortissement.

Considéré comme fonction de m , β est représenté par les ordonnées d'une hyperbole passant par l'origine et dont une branche s'approche de l'asymptote $\frac{w}{2} \sqrt{\frac{c}{l}}$. Suivant la valeur du rapport $\frac{ml}{w}$, la partie de la courbe qui convient à la transmission de la parole a une allure très variable. Lorsque ml n'est pas important vis-à-vis de w , la partie antérieure de la courbe convient seule ; dans le cas contraire c'est plutôt la partie de la courbe qui se rapproche de l'asymptote.

Le premier cas est celui des câbles de construction ordinaire ; le second est celui de canalisations aériennes en fils de fort diamètre. Si ml est petit vis-à-vis de w , on a approximativement $\beta = \sqrt{\frac{mcw}{2}}$. Si au contraire ml est grand vis-à-vis de w , l'expression de β est : $\beta = \frac{w}{2} \sqrt{\frac{c}{l}}$.

Dans le cas limite où la self-inductance est très considérable, l'amortissement spécifique est le même pour toutes les fréquences. Les trains d'ondes de différentes périodes qui parcourent un tel conducteur subissent tous le même amor-

tissement. La parole est bien un peu amortie, mais le timbre n'est pas altéré. Dans les conducteurs sans self-inductance les ondes de grande fréquence sont les plus amorties ; les tons élevés qui donnent le timbre disparaissent donc, de même que ceux qui servent à la production des sifflantes. La parole peut donc être transmise avec beaucoup d'intensité, mais est sourde et sans timbre.

L'avantage de la self-inductance est de diminuer l'amortissement spécifique pour des valeurs données de w et de c . Même sans self-inductance on peut obtenir un faible amortissement en employant plus de cuivre, mais dans des limites dépendant de l'accroissement corrélatif de la capacité ; une telle ligne affaiblit inégalement les courants de différentes fréquences, et, dès qu'on introduit une self-inductance d'une valeur importante vis-à-vis de la résistance, les courants de toutes les fréquences principales subissent des amortissements à peu près égaux.

Lorsqu'au début de 1902 la construction du câble Fehmarn-Lolland fut décidée, on ne savait absolument pas de quelle manière il fallait introduire la self-inductance dans le conducteur double.

Il n'était pas encore question d'employer le système Pupin. L'accroissement de la self-inductance pouvait être obtenu en augmentant la distance des âmes et en entourant de fer le conducteur en cuivre. La première solution augmente d'une façon importante le diamètre du câble, et accroît, dans le câble à plusieurs paires de conducteurs, le danger de l'induction mutuelle. L'effet d'un enroulement en fer sur les conducteurs de cuivre avait été expérimenté en 1899 sur un spécimen de câble à un seul conducteur, et l'on n'avait observé qu'une faible augmentation de la self-inductance, 60 p. 100 environ. De plus, les résultats présentés par les lignes en fil de fer faisaient craindre une fâcheuse influence du fer sur la transmission de la parole. La question fit un sérieux progrès à cette époque, grâce au travail de l'ingénieur danois Krarup qui, en enroulant un fil de fer fin autour d'une ligne double en fil de cuivre de 2 mm, obtint des self-inductances atteignant 0,01 Henry par kilomètre. Vis-à-vis de la valeur normale de la self-inductance qui est de l'ordre de grandeur de 0,001, ce résultat présentait une amélioration importante. L'inductance effective d'une ligne

double, calculée pour chaque conducteur, est $l = L - M$ en désignant par L la self-inductance d'une branche au cas où l'autre n'est pas envisagée, et par M l'inductance mutuelle des deux branches. Si les conducteurs ont une enveloppe de fer, L est augmenté alors que M reste invariable. Les valeurs normales sont d'un ordre de grandeur tel que $L - M$ égale approximativement $\frac{1}{10} L$. Si l'on augmente L , de la quantité

aL , la différence est $(a + \frac{1}{10})L$. Si par exemple a a seulement pour valeur 0,5, on obtient 0,6 L au lieu de 0,1 L , c'est-à-dire une inductance six fois plus considérable.

L'exactitude des considérations théoriques fut confirmée par les résultats présentés par un câble d'essai portant, pour simplifier la construction, une simple bande de fer enroulée sur des fils de cuivre.

Les mesures faites sur ce câble donnèrent, pour des conducteurs de 4 mm, des self-inductances de 0,00165 dans chaque branche, et le calcul de l'amortissement spécifique montra que, tout bien considéré, l'emploi de fer était indispensable. Sur le conseil de M. Krarup on fit alors des essais avec un enroulement en fil de fer fin dont les résultats furent assez satisfaisants pour déterminer l'adoption définitive de ce dispositif, au lieu de l'enroulement fait avec une bande de fer.

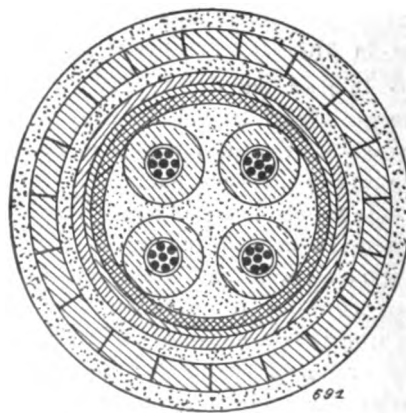


Fig. 1.

Le câble Fehmarn-Lolland fut donc établi d'après la spécification suivante (fig. 1).

Le câble contient quatre âmes dont chaque conducteur est formé par un toron de 7 fils de cuivre de 1,35 mm enveloppé d'un fil de fer nu

de 0,3 mm. L'isolement consiste en plusieurs bandes de papier jusqu'à un diamètre d'environ 11 mm. Les quatre âmes sont tordues ensemble avec du jute et recouvertes ensuite de bandes de papier jusqu'à un diamètre de 32 mm. Cette âme du câble est imprégnée et entourée à la presse d'une double enveloppe de plomb allié de 3 p. 100 d'étain dont l'épaisseur est 1,5 mm : au-dessus du plomb sont placées deux couches de papier asphalté. L'armature consiste en dix-neuf fils de fer plat de section trapézoïdale de $7,5 \times 6,3 \times 4$ mm : sur l'armature sont placées deux couches protectrices. L'extrémité du câble placée près de la côte port sur une longueur de 2 km

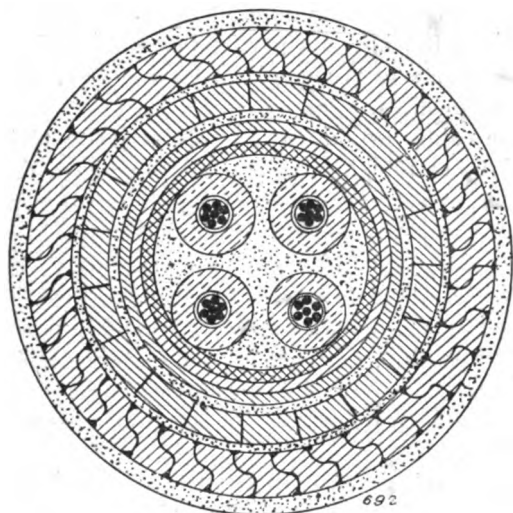


Fig. 2.

une seconde armature de fer (fig. 2). Le diamètre extérieur du câble de fond est 55 mm et le poids par kilomètre atteint 10 730 kgr ; le diamètre extérieur du câble côtier est 69 mm et le poids par kilomètre atteint environ 19 000 kgr. Le câble est en un seul morceau et ne porte aucune épissure.

Avant la pose du câble on fit une expérience en l'intercalant dans deux lignes téléphoniques Francfort-Cologne-Mülheim et Mülheim-Cologne-Hanovre : l'essai donna toute satisfaction. La pose eut lieu au début de 1903 et les résultats furent excellents. Deux nouveaux câbles téléphoniques furent installés dans la même année entre Borkum et Heligoland.

Dans le câble danois on avait employé comme isolant le papier imprégné parce que,

manquant de données sur la tenue d'une aussi longue enveloppe de plomb immergée dans l'eau de mer, on voulait éviter le danger qu'une rupture de l'enveloppe n'amène une détérioration du câble sur une grande longueur.

Si l'on avait employé comme isolant, au lieu de papier imprégné, du papier sec et mou, on aurait pu réaliser un gain important du côté de la capacité et alléger beaucoup le câble pour un même amortissement spécifique donné. Dans les nouveaux câbles on adopta l'isolement par l'air et, pour éviter la détérioration de grandes longueurs de câble, on ferma le câble tous les 500 m par une partie de 1,50 m en papier imprégné. Le câble Borkum-Greetsiel, fait en une seule pièce de 30 km sans soudure, a deux paires de conducteurs et est établi de la façon suivante (fig. 3).

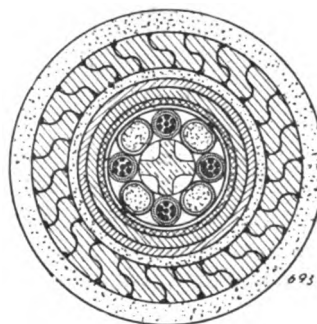


Fig. 3.

Le câble contient quatre âmes dont chaque conducteur est formé d'un toron de sept fils de cuivre de 0,8 mm enveloppé d'un fil de fer nu de 0,3 mm. L'isolement est assuré par plusieurs bandes de papier jusqu'à un diamètre d'environ 3,7 mm. Les quatre âmes sont tordues avec quatre cordelettes en papier autour d'une étoile de papier en forme de croix. L'ensemble est recouvert d'une hélice puis de bandes de papier jusqu'à un diamètre de 19 mm. L'âme du câble est ensuite séchée et recouverte de deux enveloppes de 1,3 mm d'épaisseur en plomb contenant 3 p. 100 d'étain. Deux couches de papier asphalté et une couche de ruban asphalté recouvrent le plomb.

L'armature consiste en vingt-trois fils de fer profilés et est protégée par deux couches de composition asphaltée. Le diamètre extérieur est environ 42 mm et le poids par kilomètre 6 800 kgr.

Le câble d'Heligoland devait avoir une longueur de 75 km et être relié à 600 km de lignes téléphoniques aériennes établies en fil de bronze de 4 mm ; l'amortissement spécifique dans le nouveau câble ne devait pas dépasser la valeur de 0,007. Parmi les différents modes de construction on s'arrêta au suivant :

Le câble (fig. 4) contient quatre âmes dont deux

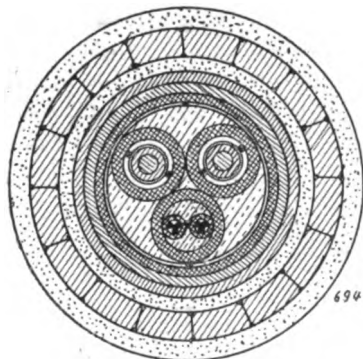


Fig. 4.

toronnées ensemble, sont destinés au service télégraphique et les deux autres, séparées, servent au service téléphonique. Ces dernières contiennent des conducteurs formés d'un toron composé d'un fil rond de 2,6 mm de diamètre et de quatre fils



Fig. 5.

plats de $2,4 \times 0,7$ enroulés sur lui. Les torons sont entourés d'un fil de fer de 0,3 mm bien serré et enveloppés d'un hélice et d'une bande de papier jusqu'à une épaisseur totale de 9,6 mm : chacun des deux conducteurs télégraphiques est

constitué par trois fils de 0,89 mm et enveloppés de papier jusqu'à un diamètre de 3,5 mm ensuite les deux conducteurs sont tordus ensemble et recouverts de papier jusqu'à un diamètre de 9,6 mm. Les trois brins ainsi formés sont tordus avec du papier, le diamètre extérieur est alors de 21 mm et l'intervalle entre les deux fils téléphoniques est de 9,6 mm. Une hélice en papier mou, puis des bandes de papier portent la valeur du diamètre à 24,5 : après un bon séchage deux couches de plomb à 3 p. 100 d'étain de 1,4 mm, deux couches de papier asphalté, une armature composée de seize fils de fer plats de $7,5 \times 6 \times 4$, et deux couches protectrices complètent le câble. Le diamètre total extérieur atteint 47 mm et le poids par mètre environ 8,5 kgr. La partie du câble voisine des côtes porte une seconde armature de trente fils de fer profilés.

Le câble est donc un câble mixte télégraphique et téléphonique ; il n'y a vraisemblablement pas à craindre que le téléphone soit impressionné par les communications télégraphiques, car chaque conducteur télégraphique est à la même distance moyenne des conducteurs téléphoniques ; au cas où des perturbations se seraient produites, les deux conducteurs télégraphiques auraient été employés comme ligne double et auraient amplement suffi à assurer le service.

Les essais de réception ont montré qu'au moment de la production d'un signal morse, le récepteur téléphonique placé à la même extrémité que l'appareil télégraphique fait entendre un léger bruit lorsqu'il n'y a pas de conversation en cours. Pendant une conversation on n'entend rien d'anormal. Lorsque l'on se sert, pour télégraphier, des deux conducteurs comme ligne double, il est impossible, même avec la plus grande attention, d'entendre quoi que ce soit dans le téléphone.

La netteté de transmission, aussi bien pour le câble seul que pour le câble connecté aux lignes, est très bonne. L'amortissement est tellement identique pour les différentes ondes que la voix est timbrée comme dans les transmissions aériennes.

Par comparaison avec ces câbles nous allons en examiner deux autres : le câble anglo-belge et le câble dano-suédois. Le premier a 88 km de longueur et le second 5 km et demi. Ils sont

tous deux isolés à la gutta-percha : l'âme du câble anglo-belge est composée d'un toron de sept fils de cuivre pesant 160 livres anglaises par mille marin ; elle est entourée jusqu'à 10 mm d'une couche de gutta-percha pesant 300 livres anglaises par mille : quatre âmes semblables sont cordées ensemble et armées. Le câble dano-suédois a comme conducteur un toron composé de sept fils de cuivre de 0,8 mm de diamètre, recouvert de fil de 0,2 mm et enveloppé de gutta-percha jusqu'à un diamètre de 8,2 mm.

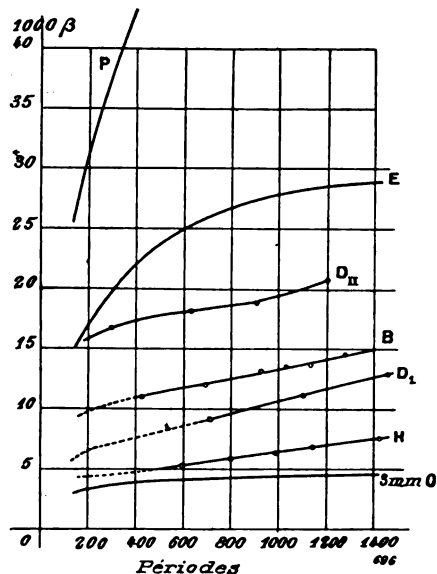


Fig. 6.

Les propriétés électriques de ces câbles, calculées pour une branche de la ligne double, sont les suivantes à 15° C et par kilomètre de longueur :

DÉSIGNATION	CÂBLE	RÉSISTANCE en ohms.	CAPACITÉ en microfarads.	SELF-INDUCTANCE en Henry.
D _I	Fehmarn-Lolland	1,71	0,1624	0,00250
B	Greetsiel Borkuns	4,86	0,0742	0,00399
H	Kuxhaven Heligoland	1,36	0,0914	0,00214
D _{II}	Helsingör-Helsingborg	4,76	0,1745	0,00265
E	Angleterre-Belgique	3,83	0,144	0,00055

La figure 6 représente les amortissements spécifiques de ces câbles ainsi que ceux d'un

câble P de construction ordinaire, ayant un fil de 1 mm, et d'une ligne aérienne O en fil de bronze de 3 mm.

Les amortissements spécifiques des trois câbles sous plomb et du câble dano-suédois ont été mesurés sur toute la longueur des câbles : celui du câble anglo-belge a été calculé d'après les propriétés ci-dessus indiquées. La figure montre que la courbe du câble anglo-belge est celle d'un câble à faible inductance, alors qu'au contraire les courbes des câbles à enveloppe de fer se rapprochent de la courbe d'une ligne aérienne.

Le facteur d'amortissement de deux conducteurs est le même lorsque leurs longueurs sont inversement proportionnelles à leur amortissement spécifique. Si l'on admet que l'on peut obtenir encore une bonne netteté de transmission pour une ligne dont le facteur d'amortissement est 2,5, calculé pour 1 000 périodes, les câbles seraient utilisables d'une façon satisfaisante pour les longueurs suivantes :

Désignation. .	H	D _I	B	D _{II}	E
Kilomètres. .	394	237	188	129	90

les avantages des nouveaux procédés de construction sautent aux yeux lorsqu'on regarde ces chiffres.

Nous ajouterons quelques détails sur les propriétés de ces câbles.

Il faut remarquer, en ce qui concerne la capacité et la self-inductance, que les valeurs indiquées se rapportent à chaque branche de la ligne.

Pour avoir les chiffres relatifs à la ligne double totale il faut doubler les valeurs de la self-inductance et de la résistance et diviser par deux les valeurs de la capacité. La capacité du câble à isolant lâche séché correspond à une constante diélectrique de 1,6 et celle du câble imprégné à une constante diélectrique de 3,54. Depuis que l'essai du câble Helsingör-Helsingborg a montré qu'il est possible d'obtenir et de poser sans difficulté de bons câbles à enveloppes de fer isolés à la gutta-percha, il n'est plus question d'employer des câbles sous plomb à isolants imprégnés.

La capacité du câble imprégné et du câble à la gutta-percha est beaucoup plus faible pour le courant alternatif que pour le courant continu. On a trouvé les valeurs suivantes :

Câble.	Mesure avec courant continu.	Mesure avec courant alternatif
Fehmarn Lolland	0,1624	0,1435
Helsingör-Helsingborg	0,1745	0,1632

Il a été impossible de trouver une relation bien définie entre la capacité et la fréquence ; les plus grandes différences entre les valeurs trouvées et les valeurs moyennes ne dépassaient pas 2 p. 100.

La comparaison entre la self-inductance obtenue par kilomètre et celle qu'aurait le câble sans l'emploi de fer est donnée par le tableau suivant :

CÂBLE	SELF-INDUCTANCE	
	Câble complet.	Câble sans fer.
H	0,00214	0,00032
B	0,00389	0,00067
D ₁	0,00250	0,00046
D ₁₁	0,00265	0,00059

De la différence entre les deux valeurs et des dimensions de l'enroulement en fil de fer, on déduit pour la perméabilité moyenne du fer la valeur 101. Par suite des pertes par hystérésis et courants de Foucault la self-inductance du câble diminue un peu lorsque la fréquence croît. Les valeurs données correspondent à une fréquence inférieure à 100.

La relation entre la résistance effective et la fréquence présente beaucoup d'intérêt. La signification de résistance effective est la suivante : si comme on l'a fait pour la mesure, on envoie dans le câble des courants alternatifs, la propagation du courant est soumise à l'influence de plusieurs phénomènes. Par exemple l'aimantation du fer consomme une certaine quantité d'énergie à chaque cycle ; l'enveloppe de plomb et des autres parties métalliques sont le siège de courants de Foucault qui absorbent également de l'énergie. Il serait extrêmement difficile de déterminer par le calcul l'influence de ces phénomènes, mais le moyen suivant permet de se rendre compte approximativement de leur effet. Les résultats de mesure donnent les deux impédances du conducteur lorsque l'un des bouts est à la terre ou bien isolé. Pour un conducteur dans lequel la propagation du courant n'est influencée que par la résistance, la self-inductance, la dérivation et la capacité, les propriétés électriques peuvent être calculées au moyen de formules connues en partant des valeurs mesurées de l'impédance, et sont naturellement indépen-

dantes de la fréquence. Si l'on applique les mêmes formules aux impédances mesurées sur un conducteur dans lequel la loi de propagation du courant dépend d'autres grandeurs supplémentaires, on obtient pour chaque fréquence un système de valeurs de la résistance, de la self-inductance et de la capacité. Ces valeurs caractérisent un conducteur dépourvu de causes perturbatrices dans lequel la propagation du courant serait, pour une fréquence égale, la même que celle réellement mesurée : c'est ce système de valeurs, que l'on désigne sous le nom de propriétés effectives. Suivant l'influence des phénomènes perturbateurs la valeur des propriétés effectives, par exemple de la résistance effective aux diverses fréquences, s'écarte beaucoup des valeurs mesurées pour un courant constant ou lentement variable.

Le tableau donne la résistance effective des trois câbles à enveloppe de plomb d'après une interpolation des courbes obtenues expérimentalement.

PÉRIODES	H	B	D ₁
400	1,45	5,15	2,04
600	1,58	5,46	2,26
800	1,75	5,80	2,49
1 000	1,90	6,15	2,67
1 200	2,06	6,43	2,85
1 400	2,22	6,85	2,94

Pour apprécier ces chiffres il faut avoir présent à l'esprit que les grandeurs de la résistance se rapportent à la perte effective : ce sont des valeurs absolues et non des différences en pour cent. En effet une résistance effective $w + \omega$ signifie que dans le conducteur parcouru par un courant efficace J ($w + \omega$) J^2 watts sont perdues par kilomètre, soit ωJ^2 watts par suite des phénomènes parasites, aimantations et courants de Foucault. Les valeurs absolues des accroissements de résistance sont représentées pour les quatre câbles par la figure 7.

Les pertes effectives dans le câble sous gutta-percha sont sensiblement plus faibles que dans n'importe lequel des câbles sous enveloppe de plomb. On peut en conclure que les courants de Foucault induits dans cette dernière produisent une perte d'énergie presque égale et même peut-être supérieure à la perte par hystérésis. Ce phénomène se

fait surtout sentir dans le câble de Borkum et c'est pourquoi, dans le câble de Heligoland, les deux conducteurs téléphoniques ont été rapprochés l'un de l'autre et écartés le plus possible de l'enveloppe de plomb. Comme, pour des fréquences élevées, la constante d'amortissement est égale à $\frac{w + \omega}{2} \sqrt{\frac{c}{l}}$, on voit clairement qu'un gain de 10 p. 100 sur $w + \omega$ compense une augmenta-

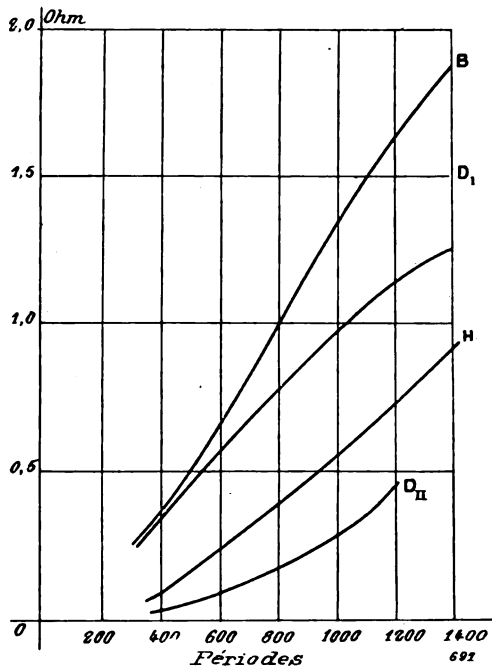


Fig. 7.

tion de capacité de 20 p. 100. La comparaison des chiffres donnant ω pour les deux câbles de Borkum et d'Heligoland confirme bien tous ces résultats.

Les câbles décrits montrent que l'emploi d'une self-inductance répartie a réalisé un progrès considérable, tout au moins dans le câble à conducteur de fort diamètre. La question se pose de savoir de quelle façon on pourra encore améliorer la construction pour abaisser l'amortissement spécifique à une valeur de 0,002 ou 0,003. Comme, dans un câble à enveloppe de fer, les pertes par hystérésis augmentent avec la quantité de fer employé, on arrivera bien vite au point où un accroissement du diamètre au delà des proportions adoptées ne présentera plus aucun avantage, et il est vraisemblable qu'à ce point on n'aura pas encore atteint le but fixé.

Le système Pupin donne plus d'espoir. Il est oiseux de se demander si les câbles dont il s'agit auraient pu être construits plus économiquement d'après ce système, puisque jusqu'à présent le système Pupin n'a pas encore été rendu applicable aux câbles sous-marins.

On manque de données pour voir si le système Pupin aurait permis d'obtenir de meilleurs résultats. L'emploi de bobines d'inductance conduit à une valeur minima de l'amortissement spécifique donnée par l'équation

$$\rho^2 = \left(x + \frac{c}{k}\right) \left(w - \frac{l}{k}\right)$$

où, en plus des grandeurs déjà connues, K désigne la constante de temps des bobines.

Pour un câble, cette expansion se réduit à

$$\rho^2 = \frac{c w}{k}$$

La self-inductance dans les cas d'un câble est égale à Kw . D'après la règle de Pupin sur la répartition des bobines, il est nécessaire que pour $m = 10\,000$, il y ait au moins quatre bobines dans une longueur d'onde : si D désigne la distance entre bobines, on a

$$10\,000 \sqrt{e l} D \leq \frac{\pi}{4}$$

Cette condition est remplie si

$$D = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{c w k}} = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{k \beta}$$

De ces équations nous tirons pour un modèle de câble donné et pour une valeur déterminée de l'amortissement spécifique la constante de temps des bobines nécessaires ainsi que leur écartement. Nous allons supposer, pour que l'exemple ne soit pas défavorable, que le câble à isolement par l'air puisse être établie de telle façon que les pertes par courants de Foucault n'existent pas et que la résistance effective soit simplement égale à la résistance ohmique. Cela exigerait un rapprochement considérable de conducteurs et l'on doit supposer que la capacité de chaque branche s'élèverait alors à 0,10 microfarads.

Pour des conducteurs de 3, 2, 1 ohm par kilomètre de ligne simple, et pour des valeurs de β , nous obtenons alors le tableau suivant

donnant les constantes de temps des bobines.

Les distances des bobines en kilomètres seraient données par le tableau suivant :

Résistance d'une ligne simple.

ρ	3 OHMS	2 OHMS	1 OHM
0,005	0,0120	0,008	0,0040
0,004	0,0188	0,0125	0,0063
0,003	0,033	0,0222	0,0111
0,002	0,0750	0,05	0,0250

Résistance d'une ligne simple.

ρ	3 OHMS	2 OHMS	1 OHM
0,005	2,5	3,75	7,50
0,004	2	3	6
0,003	1,5	2,25	4,50
0,002	8	1,50	3

L'emploi de gutta-percha comme isolant porterait à une valeur peu près double la constante de temps, et la distance entre deux bobines devrait être environ la moitié de celle indiquée par le tableau.

Les chiffres donnés par la constante de temps et la distance des bobines reposent purement et simplement sur la nature des matériaux employés dans la construction du câble : il ne s'agit donc pas, pour vérifier leur valeur, d'examiner quel développement a pris l'application pratique du système Pupin.

La question la plus importante est de disposer les bobines de façon que, au point de vue mécanique et électrique, elles puissent remplir efficacement leur but.

Il serait prématuré de dire dans quelles limites la construction des bobines d'inductance permettra d'obtenir une constante de temps déterminée. Les chiffres trouvés pour l'écartement entre les bobines montrent qu'il peut compter sur de faibles intervalles si l'on veut réaliser une amélioration sensible sur l'état actuel.

Il n'est pas question de construire des bobines d'inductance de grandes dimensions, tout au moins si l'on ne veut pas modifier entièrement les procédés employés pour la fabrication et la pose des câbles : au contraire les bobines

doivent avoir la forme de longs cylindres de faible diamètre défavorable à l'obtention de courants de temps importantes. D'après les calculs et les résultats d'expérience trouvés sur des bobines d'essai qui peuvent être établies dans le câble même, il doit être difficile de dépasser pour K la valeur 0,02. Une comparaison avec le premier tableau montre qu'il faut des conducteurs d'environ 3, 2, 1 ohm par kilomètre pour obtenir des amortissements spécifiques de 5, 4, 3 millièmes.

On peut supposer que le système Pupin permettra de construire des câbles dont le pouvoir transmissif dépassera celui des câbles décrits ; au lieu d'un câble lourd et cher on pourra construire un câble à conducteurs légers, mais muni de bobines d'inductance.

B. L.

Sur une nouvelle méthode d'étude des corps liquides employés pour le graissage. K. Wilkens.

Comme on le sait, les corps lubrifiants doivent assurer aux machines un fonctionnement aussi dépourvu que possible de frottements, et doivent empêcher le contact direct entre les surfaces pour éviter les pertes inutiles d'énergie, les échauffements nuisibles et la destruction de la machine. L'expérience a montré que ces conditions sont bien remplies par les graisses et les huiles, grâce à leur onctuosité. Mais d'une part les corps lubrifiants présentent de grandes différences dans leurs propriétés caractéristiques et d'autre part il est nécessaire, pour les différents genres d'applications, d'employer des moyens de lubrification de natures très différentes : on a donc un grand intérêt à posséder des méthodes d'étude sur les propriétés lubrifiantes des différents corps employés au graissage des machines.

La nécessité et la nature de l'essai qu'il faut faire subir au corps lubrifiant à employer dépendent des conditions spéciales de l'exploitation. Par exemple des arbres lourds ne doivent pas être graissés avec de l'huile trop fluide ; ils exigent au contraire une couche épaisse et résistante qui ne peut être obtenue que par l'emploi d'une huile très consistante. L'idéal pour un lubrifiant serait que la couche d'huile interposée entre les parties frottantes ne laisse subsister de contact en aucun point ; ce desideratum n'est jamais atteint en pratique, comme on peut le

reconnaître au poli que prennent les arbres après un certain usage. Comme on le sait, les huiles sont de bons isolants électriques; par

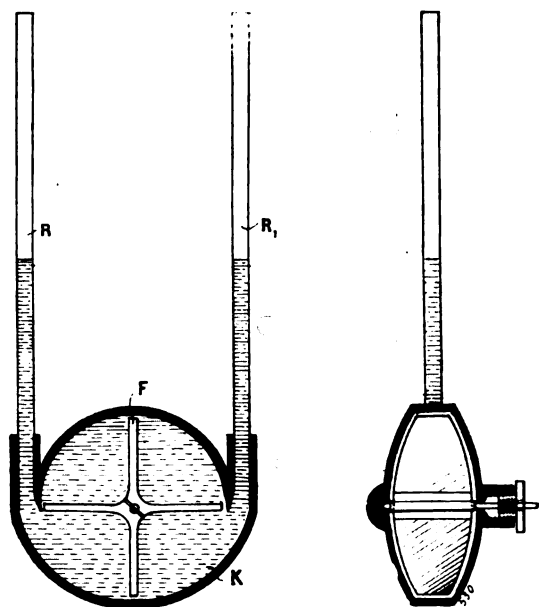


Fig. 1.

conséquent un arbre en rotation devrait être parfaitement isolé des coussinets, si la couche

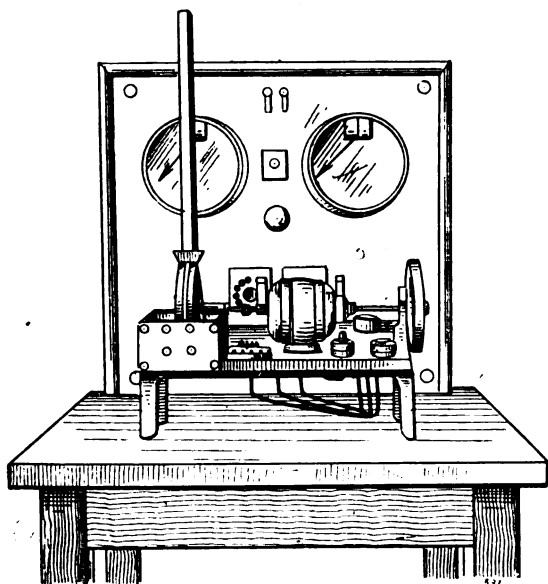


Fig. 2.

d'huile interposée était réellement continue. Si l'on essaie à ce point de vue différents arbres en rotation au moyen d'un galvanomètre, on

trouve que dans les cas les plus favorables un contact direct n'a lieu que par intermittences,

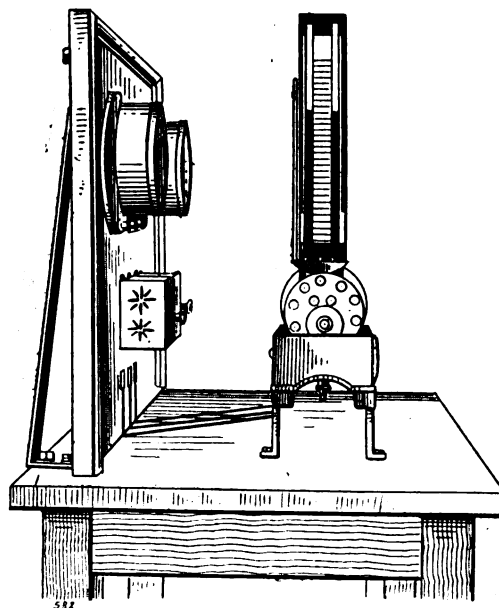


Fig. 3.

et que dans la plupart des cas le contact est permanent. On peut aussi par cette méthode

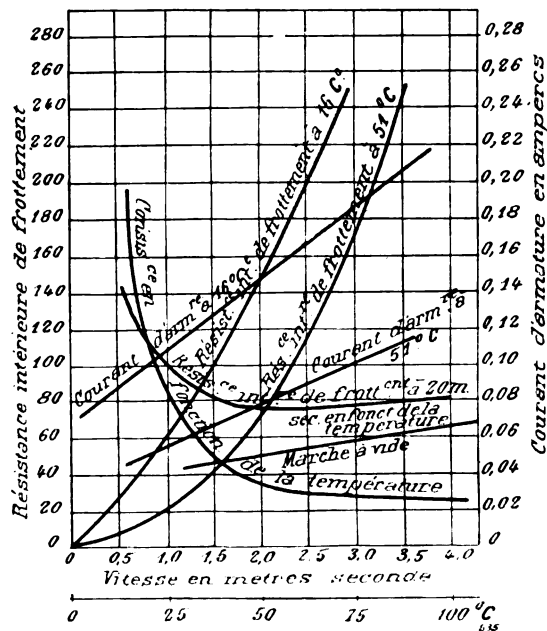


Fig. 4.

déterminer la grande influence qu'a le choix du métal du coussinet sur la bonne tenue de l'arbre.

L'épaisseur de la couche de lubrifiant qui s'interpose entre les surfaces frottantes dépend

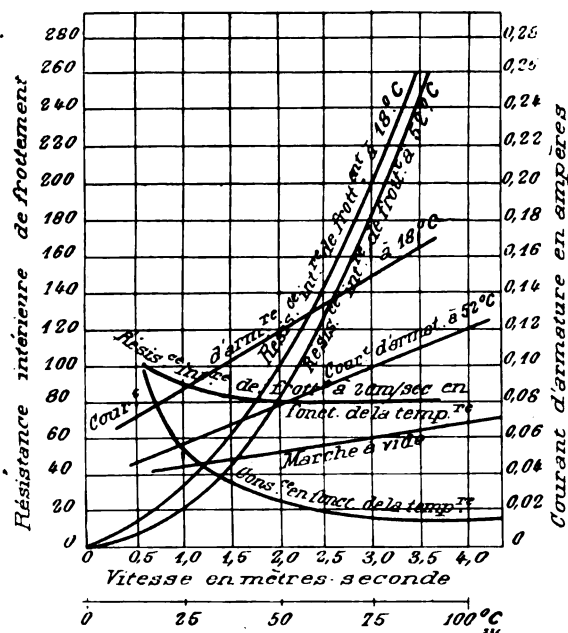


Fig. 5.

d'une part du degré de consistance et de la pression spécifique sur les coussinets, et d'autre

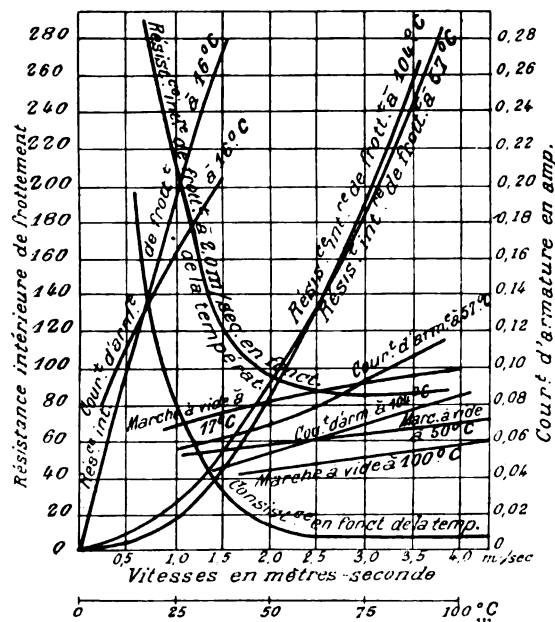


Fig. 6.

part de la durée de l'action de la pression ou de l'arrivée de l'huile, ce qui est mis en évidence

par la décroissance graduelle de l'épaisseur de la couche lubrifiante lorsqu'on arrête la machine ou lorsque l'arrivée d'huile cesse.

Dans chaque sorte d'exploitation il existe des conditions optima correspondant à une épaisseur déterminée de lubrifiant pour une pression et une température données. Par exemple dans une station centrale où les unités sont de 1 000 chevaux et plus, il est de peu d'importance que les coussinets, en petit nombre, atteignent une température de 40° ou 50° correspondant à des pertes par frottement, car ces pertes influent

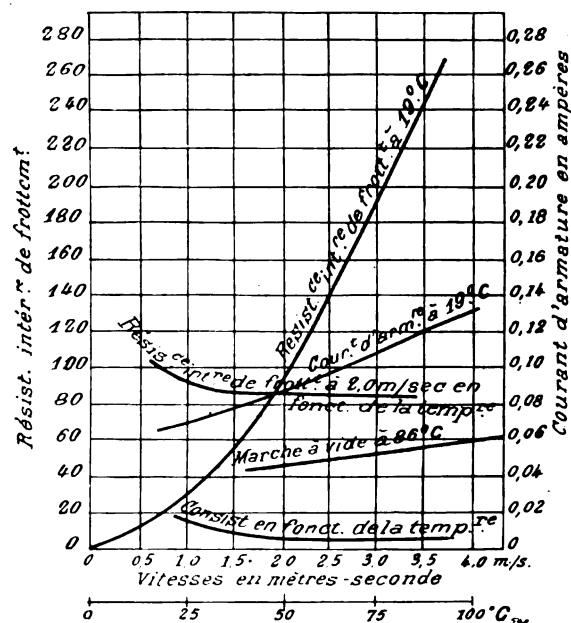


Fig. 7.

d'une façon négligeable sur la consommation de charbon. Au contraire, dans tous les cas où les pertes par frottement représentent une partie notable de l'énergie consommée, comme par exemple dans les transmissions étendues comprenant beaucoup de coussinets, une faible élévation de la résistance de contact est d'une grande importance sur la consommation totale et le choix d'un lubrifiant est extrêmement délicat.

Par suite de la force d'adhérence entre l'huile et le métal, la couche d'huile en contact avec les parties frottantes prend part au mouvement d'une façon d'autant plus importante que l'adhérence est plus grande. La résistance de frottement entre l'huile et les parties frottantes est pratiquement négligeable et le travail de frottement est une fonction de la vitesse. Les

phénomènes en jeu dans les coussinets se trouvent encore compliqués par ce fait que les propriétés caractéristiques du lubrifiant sont influencées par différents facteurs. Par exemple la résistance intérieure de frottement de la plupart des huiles diminue de façons très différentes avec l'élévation de température et commence à croître, pour un grand nombre d'huiles, lorsque la température a dépassé un certain point. Ce phénomène varie d'après la vitesse : le degré de consistance diminue aussi très vite au début avec l'accroissement de température et atteint peu à peu une valeur limite.

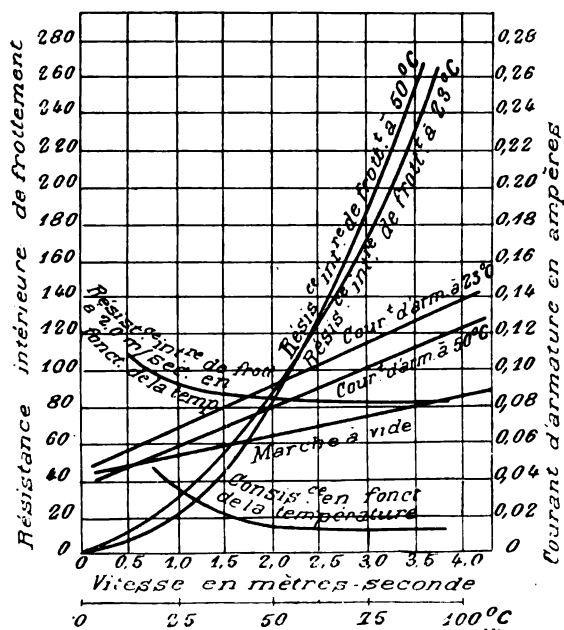


Fig. 8.

Il résulte des considérations précédentes qu'il y a une grande nécessité à faire des essais sur le pouvoir lubrifiant des matières employées au graissage au point de vue de la consistance à chaque température, et à évaluer, indépendamment de ce premier point, la grandeur de la résistance de frottement intérieur pour des températures et des vitesses croissantes.

Une méthode employée jusqu'à présent pour le choix du genre d'huile la plus appropriée consiste à en faire l'épreuve directe en exploitation pratique, en déterminant la température des coussinets et en mesurant la perte d'énergie. Cet essai donne des résultats incertains, à cause des nombreuses circonstances qui peuvent entrer

en ligne de compte et avoir une influence dans cet essai. Une autre méthode déjà plusieurs fois employée consiste à faire des études sur les lubrifiants au moyen d'un petit coussinet d'essai servant à déterminer les pertes d'énergie et la température atteinte. En laissant de côté la grande difficulté qu'il y a à se placer dans des conditions exactement identiques aux conditions d'application, les chiffres trouvés correspondent à la somme de toutes les résistances de frottement. Comme les huiles épaisses et résistantes (cette propriété est la plus importante dans beaucoup d'exploitations) occasionnent une

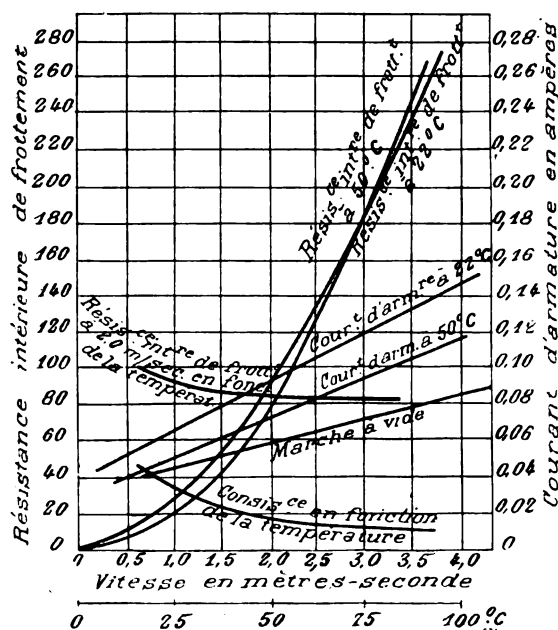


Fig. 9.

consommation d'énergie plus élevée dans le coussinet, cette méthode, reposant sur la mesure du total des résistances du frottement, conduit presque toujours à l'adoption d'huiles trop fluides qui compromettent la sécurité de l'exploitation : l'introduction du moindre corps étranger ou un accroissement de la pression spécifique sur le coussinet ou de la température peuvent facilement conduire à une catastrophe. En outre, il peut aussi arriver dans le coussinet d'essai que les conditions nécessaires à la bonne répartition de l'huile entre les surfaces de contact ne se trouvent pas réalisées, d'où résulte une influence défavorable sur les résultats d'essais.

Une méthode d'essai des huiles satisfaisant à toutes les exigences consiste à déterminer séparément et individuellement leurs propriétés physiques. Il faut déterminer les conditions que

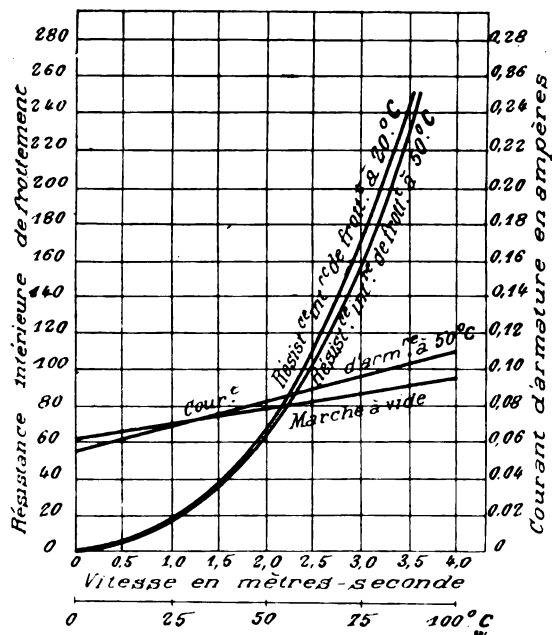


Fig. 10.

doivent remplir les diverses sortes d'huile pour un bon emploi. On est alors à même lorsque l'on connaît les conditions particulières d'exploitation, comme la température des coussinets, la pression spécifique, la vitesse de rotation et la perte d'énergie, de choisir le corps lubrifiant le plus efficace. Pour déterminer la grandeur de la résistance de frottement d'une huile, on peut mesurer l'énergie absorbée au lieu d'élévation de température qui en résulte.

Sans s'étendre davantage sur ces trois méthodes d'essai, l'auteur passe à la description d'une méthode d'expérience dans laquelle on utilise, pour la mesure de la résistance de frottement, la grandeur du décalage d'une colonne liquide en repos au pied de laquelle des particules d'huiles sont mises en mouvement. Dans la figure 1, K représente une chambre fermée dans laquelle est placée une roue à ailettes F noyée dans l'huile à étudier : l'axe de cette roue à ailettes traverse la paroi de la chambre K à laquelle sont adjoints deux tubes RR' remplis jusqu'à mi-hauteur par l'huile. Lorsque l'on fait tourner la roue à ailettes, l'huile placée

dans la chambre prend part au mouvement : le niveau s'élève dans l'un des tubes et baisse dans l'autre, et la distance entre ces deux surfaces de niveau, rapportée au poids spécifique, peut servir de mesure pour la résistance de frottement de l'huile de graissage à diverses températures et diverses vitesses de rotation.

L'installation complète de ce système est représentée par les figures 2 et 3. Un petit électromoteur à vitesse de rotation variable met en mouvement la roue à ailettes de l'appareil d'essai. La vitesse de l'huile sur les surfaces de contact est calculée d'après le nombre de tours du moteur, mesurée au moyen d'un compte-tours électrique, et le diamètre des ailettes. Les variations de température sont obtenues en chauffant l'appareil ; on emploie autant que possible pour cela des appareils de chauffage électriques qui donnent plus de régularité. Pour obtenir pendant la durée de la mesure une température constante, la capacité calorifique de l'appareil d'essai est accrue par la présence d'une couche de sable.

Une partie des résultats obtenus au moyen de cette méthode d'essai des huiles est donnée

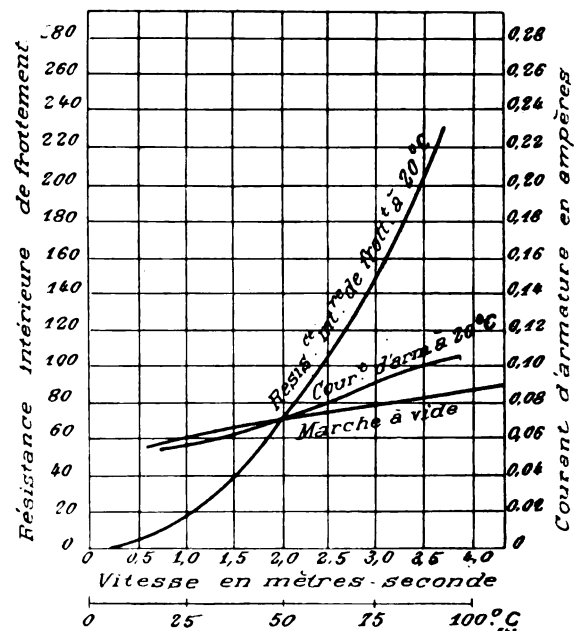


Fig. 11.

dans les courbes des figures 4 à 14. Les valeurs de la résistance intérieure de frottement, c'est-à-dire les différences de niveau des colonnes

liquides réduites au poids spécifique 1 sont portées en ordonnées. Dans les courbes représentant la résistance de frottement en fonction de la température à vitesses égales, les températures sont portées en abscisses; dans les courbes qui représentent la résistance de frottement en fonction de la vitesse à température constante, les abscisses représentent les vitesses en mètres-seconde. Ces courbes montrent nettement les variations des résistances de frottement aux différentes températures pour diverses sortes d'huile. Considérons par exemple les figures 4 et 5 qui donnent les résultats de deux sortes d'huile de machines employées par la « Berliner Electricitätswerke ». Les courbes montrent que pour l'huile impériale F (fig. 4) la résistance de frottement décroît plus lorsque la température s'élève que pour l'Impériale n° 2: les résultats d'exploitation ont montré que dans les chaudes journées d'été l'huile Impériale n° 2 ne donnait pas des résultats satisfaisants et que les coussinets des convertisseurs s'échauffaient de 60° à 70°. Les courbes de la figure 6 montrent que l'huile à laquelle elles se rapportent ne

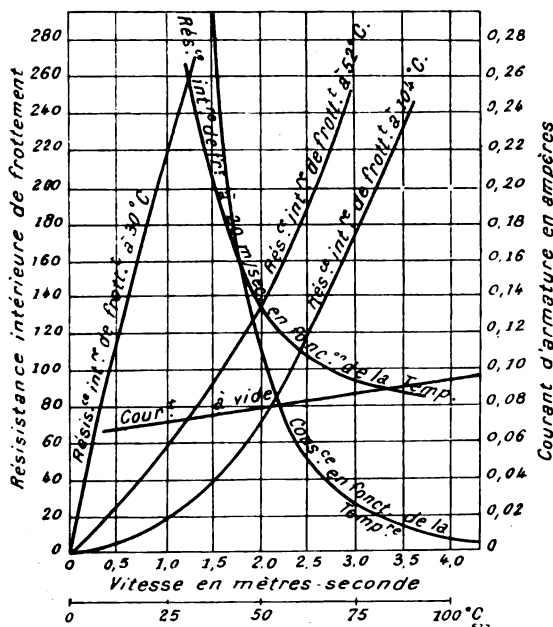


Fig. 12.

doit être employée qu'aux températures élevées, de 35° à 100°, car la résistance de frottement a des valeurs trop considérables aux températures inférieures à 35°. La figure 8, relative à une

huile végétale, montre que ce lubrifiant est mauvais pour de grandes vitesses de rotation et les températures élevées: la plupart des huiles végétales et animales présentent le même résul-

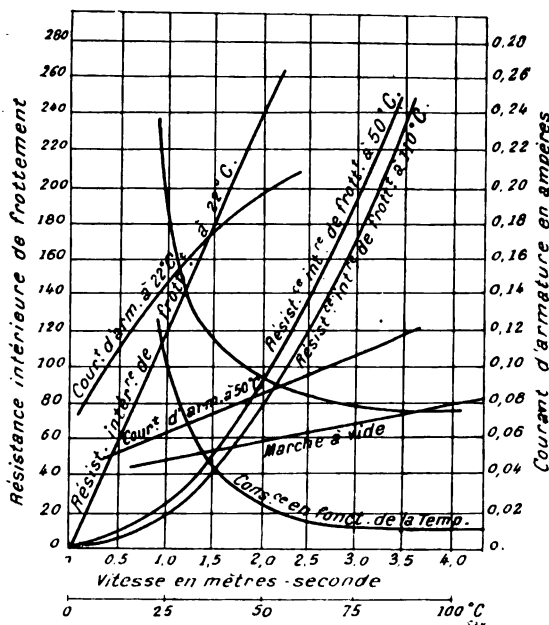


Fig. 13.

tat. Les figures 10 et 11 sont relatives au pétrole: on voit que ce lubrifiant est très avantageux. Les figures 11, 13, 14 se rapportent à des huiles très épaisses (huiles de cylindres).

Plus le point d'inflammation est élevé et plus hautes doivent être les températures auxquelles la résistance de frottement atteint la même valeur que pour les huiles très fluides. Les courbes indiquées suffisent pour montrer quel parti l'on peut tirer des méthodes d'essai. Si l'on veut avoir des chiffres comparatifs pour diverses sortes d'huiles, indépendants des constantes de l'appareil servant aux mesures, il suffit de prendre comme unité type une huile normale, par exemple le pétrole.

Mais il faut tenir compte aussi de la consistance. Le courant d'armature du moteur électrique employé pour entraîner la roue à ailettes est proportionnel au couple si le champ est constant. Le couple K exercé sur l'arbre de l'appareil de mesure correspond au frottement des coussinets l , à l'entraînement de la masse m , au frottement de l'huile contre les parois du récipient r , au frottement intérieur de l'huile h

et à la consistance d . On a donc l'égalité

$$K = l + m + r + h + d$$

ou

$$d = K - l - m - r - L \quad (1)$$

Il n'est pas impossible de déterminer les différents membres de cette égalité, mais un tel travail est très compliqué car la résistance de frottement dépend de plusieurs facteurs. On peut simplifier la détermination du degré de fluidité en ne considérant que les valeurs du couple nécessité par les diverses sortes d'huiles correspondant à des vitesses égales. Les écarts

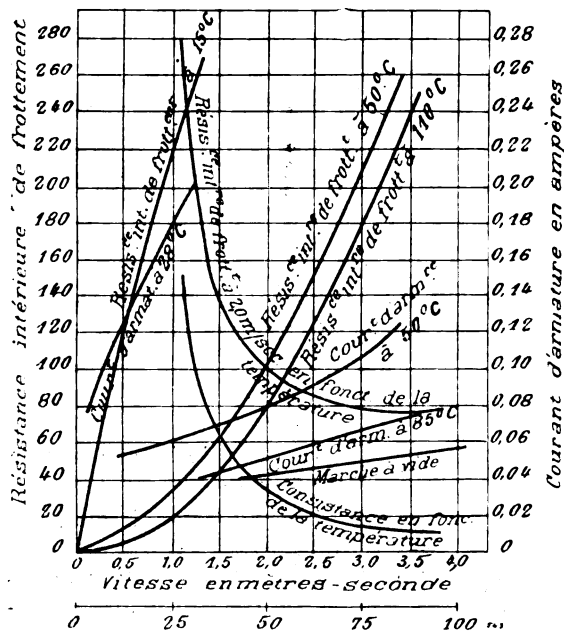


Fig. 14.

relevés sur les valeurs du couple dépendent alors seulement de la différence dans la résistance de frottement et dans le poids spécifique ainsi que de la différence de fluidité. Si les résistances de frottement et les poids spécifiques sont les mêmes, les différences entre les couples sont dues aux variations de la fluidité. Si l'on connaît la loi de dépendance entre le couple, la résistance de frottement et le poids spécifique, on peut comparer entre elles les diverses huiles au point de vue de la fluidité.

Le degré de consistance est apprécié de la façon suivante : soit k le couple correspondant au pétrole et à la vitesse v , et K le couple correspondant à l'huile essayée pour la même vitesse : la constante D exprimée en pour cent

de celle du pétrole est

$$D = \frac{K - k}{K} 100. \quad (2)$$

Après chaque mesure il faut déterminer l'intensité de courant absorbée à vide à cause du frottement de l'axe de la roue à ailettes dans le presse-étoupes. Les courbes indiquant les valeurs de la consistance en fonction de la température ont été obtenues de cette manière.

Pour la détermination de la quantité d'énergie absorbée sur l'arbre de l'appareil de mesure, on peut aussi employer un petit dynamomètre comme celui de la figure 15. Sur l'axe a_1 du

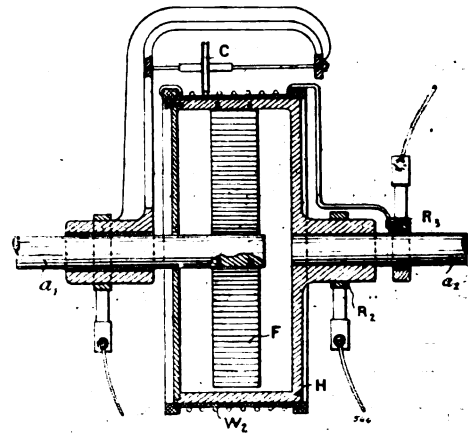


Fig. 15.

moteur est une carcasse de ressort de montre H. Le ressort de montre F qui y est placé est fixé à un bout à la carcasse et à l'autre bout à l'axe a_1 de l'appareil d'essai des huiles. Plus l'effort nécessaire à l'entraînement de l'arbre de l'appareil d'essais est considérable, plus le ressort F est tendu, et plus le décalage angulaire α entre les axes a_1 et a_2 est grand. Ce décalage peut être facilement mesuré au moyen d'un pont de Wheatstone en plaçant sur le pourtour H une résistance isolée W_2 roulée en hélice dont les extrémités aboutissent à deux bagues de contact R_1 et R_2 . Sur ce fil de résistance W_1 se meut un galet de contact c porté par un bras assujéti sur l'axe de l'appareil d'essai. Plus le ressort est tendu dans la carcasse, et plus le galet c est décalé sur la résistance W_2 : un galvanomètre permet de suivre ces variations.

E. B.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

LES THÉORIES DE LA TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Les quelques progrès qu'a pu faire la télégraphie sans fil, sont le résultat de recherches longues et minutieuses, rendues d'autant plus difficiles qu'elles ne peuvent être exécutées utilement que dans de véritables postes à grande portée. Les pertes de temps et les frais considérables entraînés par cette sujétion, expliquent la rareté et la lenteur des perfectionnements.

Les spéculations théoriques, malgré les confirmations apparentes que peuvent leur apporter les études de laboratoire, ne peuvent également être définitivement admises qu'après la sanction de l'expérience faite dans les conditions de la pratique. Aussi les premières théories émises pour expliquer le fonctionnement des antennes et la propagation des ondes qu'elles produisent, ont-elles dû être rejetées pour la plupart. Néanmoins les idées se sont peu à peu précisées, et on est parvenu à connaître d'une manière satisfaisante les phénomènes utilisés par la télégraphie sans fil et qui, à vrai dire, paraissent toucher aussi bien au domaine de l'acoustique qu'à celui de l'électricité.

Nous ne reviendrons pas sur les travaux des divers physiciens tels que Drude, Seibt, Maxwien, etc., travaux qui ont été exposés dans cette Revue ⁽¹⁾. Nous résumerons seulement ce que l'on sait en définitive du fonctionnement des antennes, du mécanisme de la transmission d'énergie et du rôle de la terre.

Antenne d'émission. — M. Slaby a montré, dès l'année 1900, que l'antenne vibre en quart d'onde quel que soit le mode d'excitation, tout comme un tuyau sonore fermé à l'une de ses extrémités.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, t. XXXVIII, p. 401.

Un calcul très simple permet de retrouver ce résultat, en supposant que les oscillations électriques obéissent aux lois des courants sinusoïdaux :

Soit r l g la résistance, la self-induction et la capacité par unité de longueur d'un fil rectiligne indéfini. Si ce conducteur est le siège de courants variables, le potentiel v et l'intensité i à l'instant t , d'un point situé à une distance z de l'origine, sont liés par les équations :

$$-\frac{di}{dz} = g \frac{dv}{dt} \quad (1)$$

$$-\frac{dv}{dz} = ri + l \frac{di}{dt} \quad (2)$$

d'où l'on déduit :

$$\frac{d^2v}{dz^2} - rg \frac{dv}{dt} - lg \frac{d^2v}{dt^2} = 0 \quad (3)$$

connue sous le nom d'équation des télégraphistes.

Lorsque v et i à l'origine sont des fonctions périodiques de la forme :

$$A \sin \omega t + B \cos \omega t$$

l'intégration se fait facilement et on trouve :

$$v = Pe^{p^2 z} \sin(\omega t + qz) + Qe^{-p^2 z} \sin(\omega t - qz) \quad (4)$$

$$i = P'e^{p^2 z} \sin(\omega t + qz) + Q'e^{-p^2 z} \sin(\omega t - qz) \quad (5)$$

avec

$$p^2 = \frac{\omega g}{2} (\sqrt{r^2 + \omega^2 l^2} - \omega l)$$

$$q^2 = \frac{\omega g}{2} (\sqrt{r^2 + \omega^2 l^2} + \omega l)$$

Dans le cas où la longueur du fil est limitée, l'onde est réfléchie à l'extrémité isolée et revient en arrière. Le potentiel et l'intensité peuvent donc être considérés comme résultant de la superposition de deux ondes se propageant en sens inverse.

En particulier, l'antenne ayant une faible longueur, on peut négliger l'amortissement de propagation, c'est-à-dire faire $p=0$, ce qui entraîne l'hypothèse admissible dans le cas actuel, $r=0$. D'autre part, dans le cas où l'antenne est reliée au sol, on doit avoir $v=0$ pour $z=0$, et aussi $i=0$ pour $z=H$ (H étant la longueur de l'antenne), et cela quel que soit t .

Les équations (4) et (5) deviennent alors

$$i = I_0 \cos \frac{\pi z}{2H} \sin \frac{\pi Vt}{2H} \quad (6)$$

$$v = -\frac{I_0}{Vg} \sin \frac{\pi z}{2H} \cos \frac{\pi Vt}{2H} \quad (7)$$

Il se produit donc une onde stationnaire, avec $H = \frac{\lambda}{4}$, λ étant la longueur d'onde. De plus, l'intensité est en avance de un quart de période sur le potentiel, et présente un nœud à l'extrémité supérieure de l'antenne avec un ventre au sol : c'est l'inverse pour la tension.

Dans le cas où l'antenne serait isolée à ses deux extrémités, les équations des oscillations seraient les suivantes :

$$i = I_0 \cos \frac{\pi z}{H} \sin \frac{\pi Vt}{H} \quad (8)$$

$$v = -\frac{I_0}{Vg} \sin \frac{\pi z}{H} \cos \frac{\pi Vt}{H} \quad (9)$$

avec $H = \frac{\lambda}{2}$. L'antenne vibre alors en demi-onde.

Ces diverses équations, qui rendent bien compte des faits observés, ont été établies en supposant la capacité et la self-induction uniformément réparties le long du conducteur, ce qui ne paraît pas exact pour les antennes, en ce qui concerne la capacité. Toutefois, l'expérience ci-après montre que l'erreur ainsi commise est de faible importance : lorsqu'on fait se propager sur un fil horizontal H, placé en dérivation sur une antenne A et identique à celle-ci (fig. 1), les oscillations engendrées par le procédé d'excitation directe par exemple, l'oscillateur et le point de dérivation étant très voisins du sol, on constate que l'accord est obtenu pour une longueur de fil très peu différente de l . La différence est d'autant plus grande que le fil H est plus voisin du sol, mais est encore inférieure à un dixième quand la distance au sol est de 0,50 m. Si l'on remarque d'autre part que la self-induction des deux conducteurs est la même, il en résulte que leur capacité est peu différente. Cependant, si l'on mesure directement ces capacités par les méthodes ordinaires, on cons-

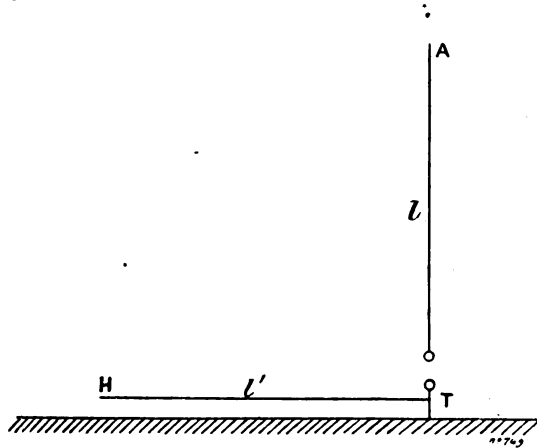


Fig. 1.

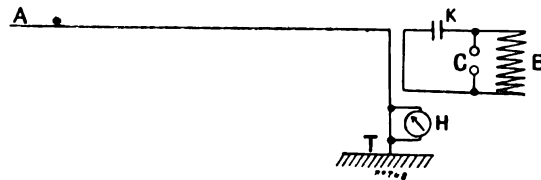


Fig. 2.

tate que les valeurs ainsi trouvées sont bien loin d'être égales. On ne peut concilier ces contradictions apparentes qu'en admettant que la capacité qui intervient dans la propagation des ondes électriques n'a pas la même valeur que celle que l'on mesure au moyen de courants à basse fréquence, et qu'elle se rapproche beaucoup de la capacité des conducteurs considérée seulement par rapport au diélectrique ambiant sans tenir compte de la proximité d'autres conducteurs. On ne commet donc pas une erreur considérable en supposant cette capacité uniformément répartie le long d'une antenne.

Quoi qu'il en soit, il est aujourd'hui démontré que toute antenne vibre en quart d'onde quelle que soit sa forme. Toutefois la longueur de l'antenne n'est pas égale au quart d'onde, la vitesse de propagation des ondes hertziennes étant fonction des éléments électriques du conducteur suivant lequel elles se propagent.

Si l'on excite par exemple une antenne formée de n fils en quantité, occupant un large espace, et que l'on fasse se propager les oscillations ainsi produites sur un seul fil placé horizontalement, on constate que l'accord est obtenu pour une longueur de ce fil très supérieure à la longueur de l'un des brins de l'antenne.

On a bien proposé, pour expliquer ce fait, de l'attribuer à la perturbation à l'extrémité, mais des expériences directes ont montré que l'on ne changeait en rien les longueurs de fil horizontal en modifiant la forme ou la surface des extrémités des antennes employées à donner naissance au mouvement vibratoire étudié.

Il est encore facile de montrer de la manière suivante que la perturbation à l'extrémité ne joue qu'un rôle insignifiant dans le cas d'un fil unique par exemple :

On constitue un circuit oscillant KC (fig. 2) de période bien déterminée, au moyen d'un condensateur K et d'un oscillateur C monté sur une bobine d'induction B. Ce circuit agit par induction sur un fil horizontal A mis à la terre en T. On établit ensuite la résonance des 2 circuits en faisant varier la longueur de A : il suffit pour cela de tenir compte des indications d'un ampèremètre thermique H, placé en dérivation sur la prise de terre T. Cet accord peut être fait à 0,25 m près pour un fil de 20 à 25 m.

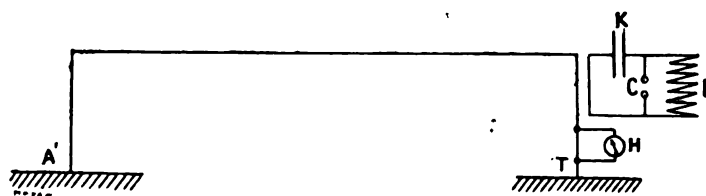


Fig. 3.

Ensuite on cherche de nouveau l'accord en mettant à la terre l'extrémité A en A (fig. 3). On constate alors que cet accord est obtenu pour une longueur de fil A'T, égale au double de AT à moins de 0,50 m près pour un fil rectiligne de 50 m.

La même expérience peut être répétée avec des résultats semblables en supprimant les

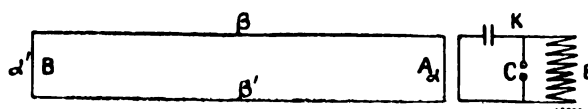


Fig. 4.

prises de terre et en produisant une onde stationnaire complète dans un circuit fermé AB⁽¹⁾ (fig. 4).

On peut donc admettre que la vitesse de propagation est fonction des éléments élec-

⁽¹⁾ On observe expérimentalement dans ce cas que l'onde stationnaire présente ses deux ventres d'intensité en $\alpha\alpha'$ et ses nœuds en $\beta\beta'$, tandis que la tension est au contraire maximum en $\beta\beta'$ et minimum en $\alpha\alpha'$. De plus, le phénomène n'est en rien troublé si l'on coupe le circuit en β ou β' . Les équations des oscillations sont donc les suivantes :

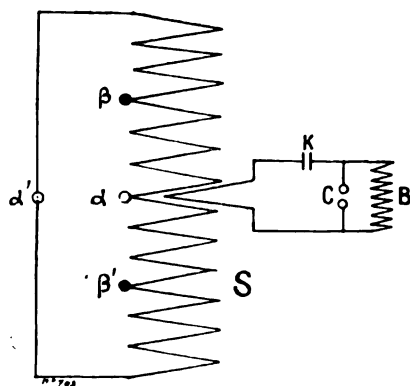


Fig. 5.

$$i = I_0 \cos \frac{2\pi z}{L} \sin \frac{2\pi Vt}{L} \quad (10)$$

$$v = -\frac{I_0}{Vg} \sin \frac{2\pi z}{L} \cos \frac{2\pi Vt}{L} \quad (11)$$

L étant la longueur du circuit, égale à la longueur d'onde dans le cas actuel.

L'expérience peut être faite d'une manière frappante en intercalant de petites lampes à incandescence tout le long du circuit et en reliant aux mêmes points une seule des électrodes de tubes de Gessler : les lampes brillent avec d'autant plus d'éclat qu'elles sont plus voisines de α et α' , et restent sombres en $\beta\beta'$. C'est l'inverse pour les tubes à vides qui indiquent les tensions.

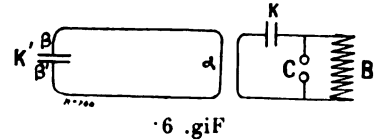
Cette propriété, vraie quelle que soit la forme du circuit, peut être répétée avec un grand solénoïde S (fig. 5) : les lampes sont incandescentes en $\alpha\alpha'$ et sombres en $\beta\beta'$. En tirant des étincelles des diverses spires, soit avec le doigt, soit avec un fil relié à la terre, on constate que leur longueur est maximum en $\beta\beta'$ et à peu près nulle en $\alpha\alpha'$. Les points $\beta\beta'$ ne sont pas exactement au milieu de $\alpha\alpha'$ par

triques du conducteur, et que l'antenne vibre toujours en quart d'onde. Pour comparer les longueurs d'ondes d'antennes de formes différentes il est par suite nécessaire de faire

suite de la perturbation aux extrémités qui devient alors sensible parce que la capacité des spires extrêmes est plus considérable que celle des spires intermédiaires.

On peut aussi dans un circuit fermé, rectiligne comme dans la figure 4 ou en spirale comme dans la figure 5, produire 2 ou 3 ondes stationnaires complètes et mettre leur existence en évidence par les mêmes moyens.

Mais il est alors nécessaire d'employer de longs circuits afin de pouvoir engendrer des ondes de longueur suffisamment grande pour mettre en jeu une énergie notable.



On ne peut dépasser généralement 3 ondes stationnaires, par suite de l'amortissement de propagation et ausside celui de production. Cette méthode peut même permettre de juger d'une manière assez précise de l'amortissement de production.

Lorsque le circuit fermé que l'on met en résonance est coupé par un condensateur, on produit encore un mouvement vibratoire stationnaire, mais avec un seul maximum d'intensité en α (fig. 6), quelquefois à peine sensible, et 2 maximum de tension en $\beta\beta'$. La longueur du circuit ne représente dans ce cas qu'une partie d'une demi-longueur d'onde, et cette partie est d'autant plus faible que le condensateur a plus de capacité.

On observe aussi des faits semblables en intercalant 2 ou 3 condensateurs.

Le circuit excitateur KC est lui même le siège d'une demi-onde stationnaire tout comme le circuit $\alpha\beta\beta'K'$.

Tous ces phénomènes peuvent être mis en évidence par les procédés indiqués plus haut.

Ainsi qu'a bien voulu nous l'indiquer M. Potier, les faits constatés dans les circuits contenant des condensateurs peuvent être retrouvés par le calcul :

Considérons un circuit contenant n condensateurs $C_1 C_2 \dots$. Pour une onde stationnaire simple entre C_1 et C_2 , par exemple, on a :

$$i = I_0 \cos \frac{2\pi t}{T} \cos \frac{2\pi}{VT} (z - S)$$

$$v = - \frac{I_0}{Vg} \sin 2\pi \frac{t}{T} \sin \frac{2\pi}{VT} (z - S) + M$$

I_0 S M étant des constantes arbitraires.

Entre C_2 et C_3 on a des équations de même forme avec des valeurs I_0' , S' , M' . Il est nécessaire que i ait la même valeur des 2 côtés de C_2 et soit égal à $C_2 \frac{dv}{dt}$, donc :

$$I_0 \cos \frac{2\pi}{VT} (z_2 - S) = I_0' \cos \frac{2\pi}{VT} (z_2 - S') = C_2 \frac{2\pi}{T} \left[I_0 \sin \frac{2\pi}{VT} (z_2 - S) - I_0' \sin \frac{2\pi}{VT} (z_2 - S') \right]$$

d'où pour chaque condensateur 2 équations entre I_0 et S , et il reste une équation qui établit la condition de résonance.

Dans le cas d'un seul condensateur i et v ont la même valeur pour $z = 0$ et $z = L$:

$$\cos \frac{2\pi}{VT} S = \cos \frac{2\pi}{VT} (L - S) = C \frac{2\pi}{T} \left[\sin \frac{2\pi}{VT} S - \sin \frac{2\pi}{VT} (L - S) \right]$$

dans le cas où C est nul on retombe sur les équations (8) et (9) et $L = \frac{VT}{2}$ = demi-longueur d'onde. Si C est infini

$S = 0$ et $\sin \frac{2\pi L}{VT} = 0$ ou $L = VT$ = longueur d'onde, c'est le cas de la figure 4.

Lorsque le circuit contient deux condensateurs C_1 et C_2 , on trouve en désignant par γ une constante dépendant du fil et en posant

$$K_1 = \frac{\lambda \gamma}{2\pi C_1} \quad K_2 = \frac{\lambda \gamma}{2\pi C_2}$$

la condition de résonance est

$$- 2 \cos \frac{2\pi L}{\lambda} - \sin \frac{2\pi L}{\lambda} (K_1 + K_2) + K_1 K_2 \sin \frac{2\pi l}{\lambda} \sin \frac{2\pi l'}{\lambda} = 0$$

l l' étant les longueurs de fil qui réunissent les condensateurs et $L = l + l'$.

Dans le cas particulier où $K_2 = 0$ (un seul condensateur)

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda} = - \frac{L\pi C_1}{\lambda \gamma}$$

choix dans tous les cas, d'un conducteur ayant des éléments électriques constants, pour y produire la propagation du mouvement vibratoire étudié. On obtient ainsi des résultats d'une précision bien supérieure à ceux que donnent les procédés de mesure directe.

Transmission de l'énergie. — De nombreuses théories ont été proposées pour expliquer le mécanisme du transport de l'énergie rayonnée par l'antenne d'émission, mais il en est bien peu qui soutiennent la critique technique et la sanction des faits observés pratiquement. Nous n'exposerons que celle de M. Blondel, qui paraît la plus satisfaisante pour donner une idée physique des phénomènes :

Dès 1898, l'auteur avait indiqué que le système antenne-terre AT est équivalent à un oscillateur de Hertz de longueur double AA' (fig. 7) obtenue en ajoutant à l'antenne TA une partie symétrique TA' formée de son image électrostatique par rapport à la surface de la terre qui joue le rôle de surface conductrice. La façon la plus simple de se représenter l'ébranlement de l'éther produit par la vibration électrique de l'antenne est d'admettre que sa propagation s'effectue sous la forme d'une onde hémisphérique polarisée, les lignes de force électrique étant des méridiens circulaires et les lignes de force magnétique étant des cercles concentriques à l'antenne.

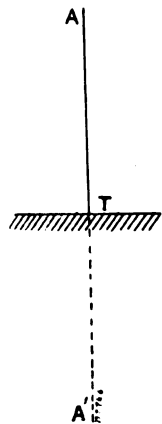


Fig. 7.

Cette hypothèse se concilie parfaitement⁽¹⁾ avec les résultats trouvés par Hertz dans l'étude du champ autour d'une petite oscillation électrique rectiligne, bien que cela ait été contesté par divers auteurs anglais et américains qui figuraient les ondes comme des tores elliptiques de hauteur constante, glissant à la surface du sol et s'aggrandissant seulement en diamètre (fig. 8).

Si l'on se reporte en effet à la représentation de Hertz, on voit que le champ est formé d'une série de boucles qui se ferment, puis se détachent et se transportent perpendiculairement au fil de l'oscillateur tout en s'agrandissant (fig. 9, 10, 11).

La substitution d'un excitateur rectiligne fini à l'oscillation étudiée par Hertz, ne modifie pas le phénomène au point de vue qualificatif : les charges ou électrons positifs et négatifs se déplacent en sens inverse vers les extrémités opposées de l'excitateur, tout en restant reliées par des lignes de force. Pendant la première partie de ce mouvement, les lignes de force électrique forment des boucles de dimensions croissantes, puis la propagation subit une réflexion aux extrémités et les boucles se referment peu à peu comme le montre à un instant donné la figure 9. Puis, en vertu de l'inertie des électrons, ceux-ci dépassent la position d'équilibre et les lignes se croisent (fig. 10). Enfin, après croisement, elles se séparent en boucles distinctes (fig. 11) qui continuent leur propagation sous forme d'ondes libres. La présence de la terre ne laisse place qu'aux moitiés supérieures des boucles.

d'où il résulte que L est plus petit qu'une demi longueur d'onde et que l'on peut ajouter un nombre quelconque de demi longueurs d'onde sans modifier le condensateur, en restant en résonance.

Dans le cas de 2 condensateurs, les intensités ne sont pas les mêmes dans les 2 sections

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} + \sin 2\pi \frac{l'}{\lambda}}{\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} - K_2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l'}{\lambda}} = \frac{\sin \frac{2\pi L}{\lambda} - K_1 \sin \frac{2\pi l}{\lambda} \sin \frac{2\pi l'}{\lambda}}{\sin \frac{2\pi l}{\lambda} + \sin \frac{2\pi l'}{\lambda}}$$

Il n'est pas indifférent que l'excitation du circuit ait lieu près ou loin des condensateurs ; c'est ce que l'expérience vérifie.

(1) BLONDEL. Congrès de l'A. F. pour l'avancement des sciences, 1903.

Mais celles-ci ne restent pas semblables à elles-mêmes, car les lignes de force tendent à s'étendre dans toutes les directions ; elles augmentent donc de hauteur en même temps qu'elles se propagent le long de la terre, à laquelle elles aboutissent normalement. En même temps, elles s'incurvent vers l'axe vertical de l'antenne.

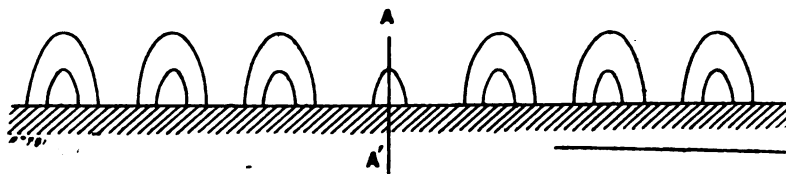


Fig. 8.

La propagation des lignes de force électrique peut donc être représentée, d'une manière approchée, sous la forme indiquée par la figure 12. Les boucles en s'allongeant finissent par se rejoindre sur l'axe de figure et deviennent ensuite parfaitement sphériques à partir de ce moment, la propagation devient purement transversale et se fait avec la vitesse de la lumière.

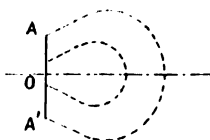


Fig. 9.

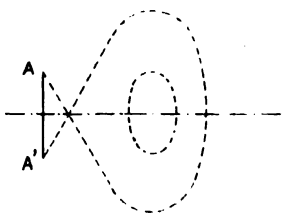


Fig. 10.

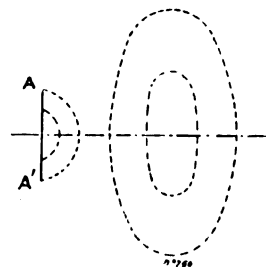


Fig. 11.

En réalité, ainsi que l'a fait observer l'auteur, le phénomène est beaucoup plus complexe et son analyse exacte est à peu près impossible ; néanmoins, la représentation ci-dessus paraît suffisante.

M. Blondel a également exposé la manière dont se répartit l'énergie sur l'onde sphérique à grande distance ⁽¹⁾.

(1) D'après Hertz, tout élément oscillant I rayonne autour de lui l'énergie à grande distance suivant une loi sphérique et avec un retard de phase correspondant au chemin parcouru par l'induction avec la vitesse de la lumière V .

« Les forces électrique E et magnétique P sont toutes deux perpendiculaires au rayon vecteur r et égales entre elles. Leur expression est :

$$E = P = \frac{dz}{V} \frac{d}{dt} I_t - \frac{r}{V} \sin \frac{\theta}{r} \quad (12)$$

en désignant pour $I_t - \frac{r}{V}$ la valeur du courant I à l'époque $t - \frac{r}{V}$ et par θ l'angle du rayon r avec la direction de l'élément de courant.

« D'où en remplaçant I par sa valeur tirée de l'équation (6)

$$E = P = \frac{\pi I_0}{2H} dz \cos \frac{\pi z}{2H} \cos \left[\frac{\pi (Vt - r)}{2H} \right] \sin \frac{\theta}{r} \quad (13)$$

« Pour avoir les champs produits par l'antenne entière, il suffit d'intégrer les champs élémentaires de tous les

Les résultantes des forces électriques et magnétiques, engendrées en un point par chacun des éléments de l'antenne, sont égales et ont la valeur indiquée par l'équation (14).

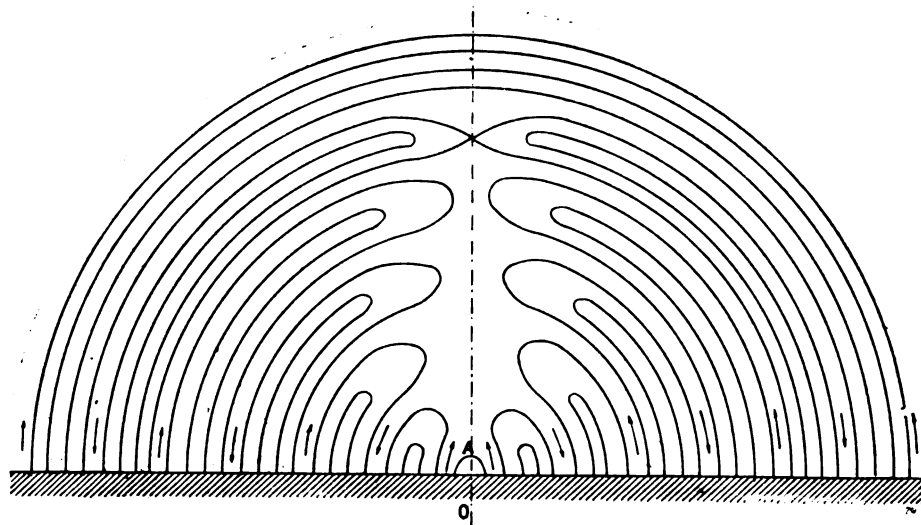


Fig. 12.

L'énergie varie d'autre part proportionnellement au vecteur radical de Poynting lequel E et P étant rectangulaires a pour valeur :

$$\frac{EP}{4\pi} = \frac{K}{r_0^2} \frac{\cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right)}{\sin^2 \theta_0} \quad (15)$$

En particulier, sur une même sphère, l'énergie varie proportionnellement à

$$\frac{\cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right)}{\sin^2 \theta_0}$$

On voit que l'énergie par unité de surface de la sphère est maxima dans le plan équatorial ($\theta_0 = \frac{\pi}{2}$) et nulle sur l'axe ($\theta_0 = 0$).

éléments. A petite distance on devrait poser

$$r^2 = r_0^2 + z^2 - 2r_0z \cos \theta_0$$

et intégrer les 2 composantes des champs

$$\begin{aligned} E_x &= E \sin \theta \\ E_z &= E \cos \theta \end{aligned}$$

« Ce qui entraîne une grande complication. Mais en se bornant à ce qui se passe à grande distance on peut négliger les variations de θ , alors :

$$r = r_0 - z \cos \theta_0$$

Toutes les forces élémentaires étant respectivement concordantes en direction, les résultantes sont en grandeur

$$\begin{aligned} \int E = \int P &= \int_{-H}^{+H} \frac{\pi I_0}{2H} \sin \frac{\theta_0}{r_0} \cos \left(\frac{\pi z}{2H} \right) \cos \left[\frac{\pi (Vt - r_0 + z \cos \theta_0)}{2H} \right] dt \\ &= \frac{2I_0}{r_0} \frac{\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta_0 \right)}{\sin \theta_0} \cos \frac{\pi}{2H} (Vt - r_0) \end{aligned} \quad (14)$$

La courbe représentée par la figure 13 indique les valeurs relatives de l'énergie suivant les divers rayons vecteurs et celle-ci va en décroissant rapidement quand on s'élève au-dessus de l'horizon.

D'autre part, la formule (15) indique que pour un même angle, l'énergie décroît proportionnellement au carré de la distance.

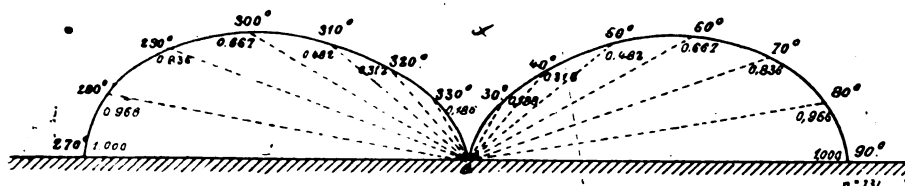


Fig. 13.

Cette théorie qui a l'avantage de ne s'appuyer que sur des propriétés connues des ondes hertziennes, suffit à expliquer d'une manière assez satisfaisante les principaux faits observés.

En particulier, des expériences faites en ballon libre ont nettement montré que l'énergie était concentrée à la surface du sol sur une hauteur fonction de la hauteur de l'antenne d'émission. Ce phénomène explique au moins en partie l'influence de la hauteur d'antenne sur la portée.

De plus, on conçoit que les ondes hertziennes qui s'infléchissent de manière à suivre la surface conductrice, ainsi que l'ont montré les expériences de Sarrazin et Delarive, Blondlot, etc., se propagent avec beaucoup plus de facilité à la surface de la mer qu'à la surface de la terre qui est parsemée d'obstacles élevés plus ou moins conducteurs.

Antenne de réception. — L'antenne de réception plongée dans le champ électro-magnétique créé par l'antenne d'émission, coupe un certain nombre de lignes de force et entre par suite elle-même en vibration par un phénomène analogue à celui de la résonance acoustique à distance.

Lorsque sa période propre est égale à celle des ondes transmises, l'énergie des oscillations dont elle devient le siège est maximum. Son fonctionnement est évidemment le même que celui de l'antenne d'émission en ce qui concerne les nœuds et les ventres de tension et d'intensité.

Les détecteurs, quels que soient leur principe, sont tous sensibles à l'énergie employée à les actionner. Les signaux, suivant lesquels ils traduisent l'action qu'ils reçoivent, auront donc d'autant plus d'intensité que l'énergie recueillie par l'antenne sera plus considérable. Il est par suite nécessaire, pour obtenir le rendement maximum, d'accorder les antennes des deux postes correspondants quelles que soient leurs formes respectives.

Prise de terre. — Tous les procédés pratiques de télégraphie sans fil comportent la mise à la terre de l'antenne, soit à la transmission, soit à la réception. Le rôle de la terre est défini nettement par la théorie exposée plus haut : elle sert à compléter l'oscillateur de Hertz dont l'antenne proprement dite ne forme qu'une moitié. De plus, en vertu de sa conduction plus ou moins bonne, elle concentre l'énergie à sa surface ainsi qu'on l'a déjà vu.

Ce dernier rôle est l'essentiel, car on peut obtenir de bons résultats en supprimant le

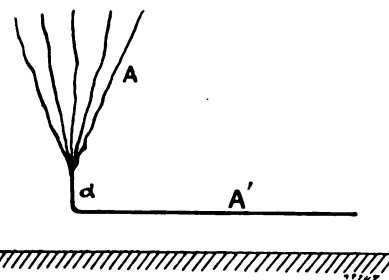


Fig. 14.

premier. Il est en effet possible de compléter l'oscillateur de Hertz non plus par la terre, mais par des plaques métalliques parfaitement isolées du sol, ou mieux encore par un conducteur horizontal A' (fig. 14) équivalent à l'antenne A, c'est-à-dire ayant une longueur telle que le ventre d'intensité se fasse en π .

Il convient de remarquer qu'avec ce dispositif, l'action de A à grande distance est prépondérante. Si au contraire le fil A' était relevé verticalement, les actions de A et A' à grande distance seraient sensiblement égales et de signes contraires, et l'on n'obtiendrait que de mauvais résultats comme transmission de signaux. On retrouve là encore une analogie frappante avec les phénomènes acoustiques et en particulier avec l'action des deux branches d'un diapason.

En résumé, tous les phénomènes de la télégraphie sans fil ne sont que des conséquences des propriétés des ondes hertziennes, et de plus, la plupart d'entre eux ont leurs analogues dans la transmission et la réception des vibrations matérielles.

Le nouveau moyen de télécommunication, dont les applications pratiques sont déjà de la plus haute importance, a donc permis d'étendre ou de vérifier le champ de nos connaissances des propriétés des mouvements vibratoires électriques. Ce dernier résultat seul justifie l'intérêt que lui portent la plupart des physiciens.

G. FERRIÉ.

ÉTUDE THÉORIQUE

SUR LES MOTEURS MONOPHASES A COLLECTEURS ⁽¹⁾

DIAGRAMME GÉNÉRAL DU MOTEUR A RÉPULSION TENANT COMPTE DES RÉSISTANCES OHMIQUES PRIMAIRE ET SECONDAIRE ET DE LA DISPERSION MAGNÉTIQUE. — Commençons par tracer le polygone des impédances (fig. 5 a), en disposant la corde $\overline{ob}$ du polygone perpendiculairement au vecteur de la tension OE (fig. 5). Cela posé, procédons au développement de l'épure fondamentale, en partant des expressions vectorielles (5) et (6) des courants $\bar{i}_1$ et $\bar{i}_2$, et portons d'un point fixe O (fig. 5) sous un angle $-\varphi_0 = -\left(\frac{\pi}{2} - K_1\right)$ avec l'axe polaire OE le courant à vide $\bar{i}_{1,0} = \overline{OB}$. Menons ensuite par O une parallèle $\overline{OB}$ à $\overline{oc}$ (fig. 5 a), de sorte que

$$\angle BOA = K_1 + K_2$$

et par A une parallèle à $\overline{ac}$ (fig. 5 a) jusqu'à sa rencontre A' avec $\overline{OB}$. Si nous portons maintenant sur OB une longueur

$$\overline{OB} = \frac{\overline{OA'}}{\Delta \cos \delta} = \frac{\overline{OA'}}{dc'}$$

la circonférence C décrite sur $\overline{OB}$ comme diamètre nous représentera le lieu des extrémités du vecteur $\bar{i}_1$. On s'en rend compte immédiatement, si on se donne l'angle ξ , en menant par B une corde $\overline{BC}$ faisant l'angle ξ avec $\overline{OB}$, et en observant que

$$\overline{OC} = \overline{OB} \sin \xi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)} = \frac{\overline{OA'}}{\Delta \cos \delta} \sin \xi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)} = \frac{\overline{OA'} x' x'' e^{-i(K_1 + K_2)}}{\Delta \cos \delta} \sin \xi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)}$$

(1) Voir le n° 22 de L'Écl. Electr.

$\overline{OC}$ représente donc bien le courant primaire $\bar{\mathfrak{I}}_1$ en grandeur et direction.

Le courant de démarrage $\bar{\mathfrak{I}}_{1,d}$ vient pour $\omega_2 = 0$, où $\text{tg} \xi_d = \cotg \delta$, et est représenté par la corde $\overline{OC_d}$ menée par O sous un angle δ avec le diamètre $\overline{OB}$ du cercle fondamental.

Le courant secondaire $\bar{\mathfrak{I}}_2$ est avec $\bar{\mathfrak{I}}_{1,0} - \bar{\mathfrak{I}}_1 = \overline{AC}$ constamment dans le rapport vectoriel :

$$\frac{\mu' \mathcal{L}_1 e^{-ik_1}}{\mathfrak{M}_2 \cos \Theta}$$

Le rapport vectoriel entre les tensions primaires et secondaires $\bar{\mathcal{E}}_1$ et $\bar{\mathcal{E}}_2$, l'induit étant ouvert, a pour valeur :

$$\frac{\bar{\mathcal{E}}_1}{\bar{\mathcal{E}}_2} = \frac{\mu' \mathcal{L}_1 e^{-ik_1}}{\mathfrak{M}_2 \cos \Theta}$$

Le courant secondaire $\bar{\mathfrak{I}}_2$ peut donc être écrit :

$$\bar{\mathfrak{I}}_2 = \frac{\bar{\mathcal{E}}_1}{\bar{\mathcal{E}}_2} (\bar{\mathfrak{I}}_{1,0} - \bar{\mathfrak{I}}_1) = \frac{\bar{\mathcal{E}}_1}{\bar{\mathcal{E}}_2} \overline{AC}.$$

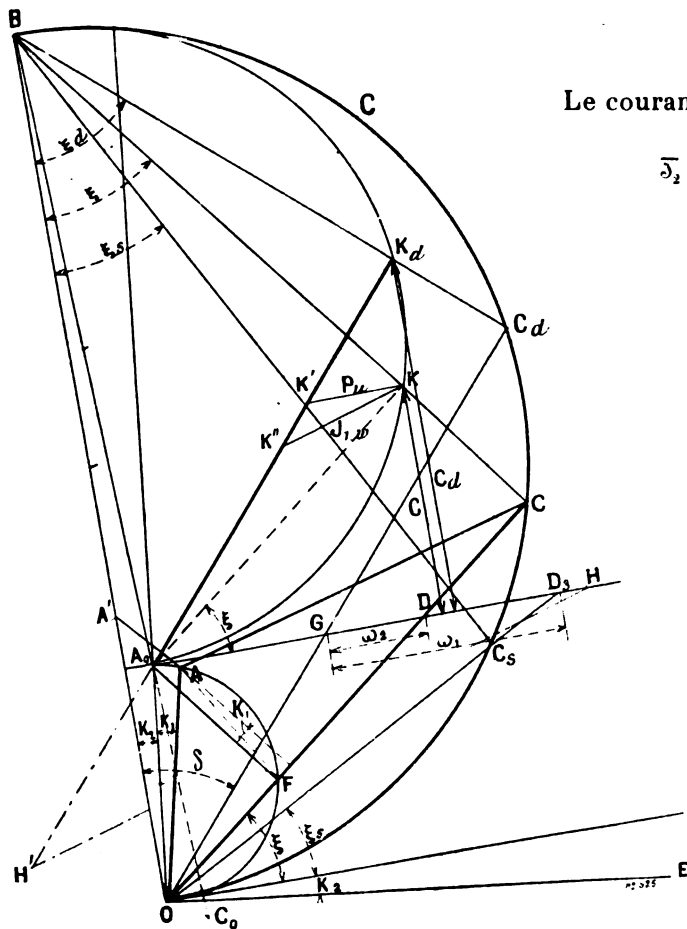


Fig. 5.

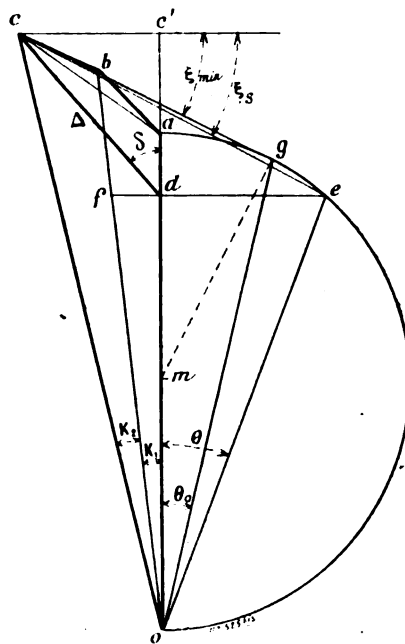


Fig. 5a.

On obtient donc le courant secondaire $\bar{\mathfrak{I}}_2$ en multipliant simplement le vecteur $\overline{AC}$ dans le diagramme par le rapport vectoriel des tensions à vide $\frac{\bar{\mathcal{E}}_1}{\bar{\mathcal{E}}_2}$.

La vitesse de rotation ω_2 peut être tirée de l'expression donnée pour $\text{tg} \xi$.

$$\omega_2 = K \cdot \omega_1 [\cotg \xi - \text{tg} \delta]$$

K étant une constante dépendant du décalage des balais Θ .

Les segments $\overline{GD}$ découpés sur une droite quelconque, mais perpendiculaire au dia-

mètre $\overline{AB}$, par le vecteur limite $\overline{OC}_d$ et le vecteur $\overline{OC}$ du courant primaire, seront donc proportionnels à la vitesse de rotation ω_1 correspondant au point figuratif C de l'épure circulaire. Pour fixer l'échelle nous partons de nouveau du synchronisme.

Appelons e la rencontre de la perpendiculaire élevée en d sur $\overline{od}$ (fig. 5 a, voir aussi fig. 3) avec le cercle décrit sur $\overline{oa}$ comme diamètre, et nous aurons, toujours avec

$$\frac{\partial \mathcal{K}_2 \partial \mathcal{K}_2'}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} = 1,$$

$$\overline{ce} = \frac{\overline{(\omega)_s}}{\omega_1}$$

$\overline{(\omega)_s}$ étant la valeur du déterminant des équations fondamentales pour $\omega_1 = \omega_1$, donc

$$\sphericalangle ced = \xi_s$$

Si maintenant nous traçons dans l'épure fondamentale (fig. 5) le vecteur représentatif du courant primaire au synchronisme, en faisant $\sphericalangle OBC_s = \xi_s$, et si D_s est sa rencontre avec l'échelle des ω_2 , le segment $\overline{GD}_s$ correspondra à la vitesse synchrone.

Pour le couple mécanique nous avons trouvé plus haut l'expression :

$$C = - \partial \mathcal{K}_2' \sin \theta \frac{\partial_1 \partial_2}{2} \cos (\partial_1, \partial_2)$$

Nous avons vu également que le vecteur $\overline{AC}$ était proportionnel au courant secondaire ∂_2 , mais déphasé d'un angle K_1 par rapport à celui-ci.

Nous pouvons donc dire que :

$$\partial_2 \cos (\partial_1, \partial_2) \text{ est proportionnel à : } \partial_2 \cos K_1 \{ \cos (\sphericalangle ACO) + \sin (\sphericalangle ACO) \operatorname{tg} K_1' \}$$

Faisons donc sur la perpendiculaire élevée en O sur OE, $\overline{OA}_0 = \frac{\overline{OA}}{\cos K_1}$, décrivons ensuite sur $\overline{OA}_0$ comme diamètre un cercle rencontrant le vecteur $\overline{OC}$ en F, et immédiatement nous avons :

$$\overline{FC} = \overline{AC} \{ \cos (\sphericalangle ACO) + \sin (\sphericalangle ACO) \operatorname{tg} K_1' \}$$

en observant que la perpendiculaire abaissée du point A sur $\overline{OC}$ renferme avec $\overline{AF}$ l'angle K_1 .

Le courant primaire ∂_1 étant d'autre part proportionnel à $\sin \xi$, le couple mécanique sera donné, à un facteur près, par $\overline{FC} \sin \xi$, c'est-à-dire, par la projection du segment $\overline{FC}$ sur le diamètre $\overline{OB}$ du cercle fondamental.

Si nous décrivons enfin sur $\overline{A_0B}$ comme diamètre une circonférence rencontrant la corde $\overline{CB}$ en K, nous avons $\overline{A_0K} = \overline{FC}$; le couple sera donc également proportionnel à la distance normale du point K à la perpendiculaire sur $\overline{OB}$ menée par A_0 , qui, dans notre épure, a été confondue avec l'échelle de la vitesse ω_2 .

On voit bien maintenant, que depuis le démarrage, le couple décroît constamment et devient nul au point C_0 , où la ligne $\overline{BA_0}$ rencontre simultanément le cercle fondamental C et le cercle auxiliaire décrit sur $\overline{OA_0}$ comme diamètre.

Pour trouver la puissance utile P_u nous partons de :

$$P_u = C \omega_2 = \text{prop } C (\cotg \xi - \operatorname{tg} \delta)$$

Relevons les segments $\overline{KK'}$ découpés sur les perpendiculaires abaissées des points K sur $\overline{OB}$ par la droite $\overline{A_0K_d}$, parallèle au courant de démarrage $\overline{OC_d}$, et observons que ces segments $\overline{KK'}$ sont proportionnels à $C (\cotg \xi - \operatorname{tg} \delta)$, c'est-à-dire à P_u .

Par un simple calcul on obtient finalement pour le courant watté utile :

$$\mathfrak{A}_{1,w} = \frac{\mu' \mu''}{\cos^2 \theta} \cos K_1 \times \overline{KK'}.$$

Prolongeons dans la figure 5 *a* $\overline{ed}$ jusqu'à sa rencontre f avec $\overline{ab}$ et portons dans l'épure fondamentale (fig. 5) sur la perpendiculaire en A_0 sur $\overline{OB}$ une longueur $\overline{of} = \overline{A_0H}$; prenons ensuite $\overline{oc}$ (fig. 5 *a*) comme rayon et découpons de H sur la ligne $\overline{A_0K_d}$ le point H' . Si maintenant nous menons par les points K des parallèles à $\overline{HH'}$ jusqu'à leur rencontre K'' avec $\overline{A_0K_d}$, les segments $\overline{KK''}$ nous donneront la puissance utile sous forme de courant watté primaire $\mathfrak{A}_{1,w}$.

Au synchronisme on a $C\omega_1 = P_u$, ce qui peut servir de fixer également l'échelle du couple C .

Pour trouver le *rendement industriel* il suffit de retrancher des segments $\overline{KK''}$ une quantité correspondant aux pertes, dont il n'a pas été tenu compte jusqu'à présent (telles que les pertes dues à l'hystérésis, aux courants de Foucault, à la commutation et à la friction), et d'établir le rapport entre la partie restante et le courant watté total absorbé par le moteur.

Force électromotrice induite dans les spires court-circuitées par les balais. — Dans le cas général il convient de remarquer, que le champ de dispersion secondaire est également dynamiquement actif par rapport aux spires court-circuitées par les balais, et que, par conséquent, nous aurons dans l'expression pour e_3 , à très peu près :

$$\frac{m'_{23}}{m_{13}} \frac{\mathfrak{E}_1}{\mathfrak{R}_1} = 1 + d_2$$

en désignant par $d_2 = \frac{l_2}{\mathfrak{E}_2}$ le coefficient de dispersion secondaire.

Cela posé, la tension sous les balais peut aussi s'écrire :

$$\bar{e}_3 = \bar{\mathfrak{A}}_1 \omega_1 i m_{13} \sin \theta + m_{13} \omega_2 \left[\bar{\mathfrak{A}}_1 \cos \theta + \frac{\bar{\mathfrak{A}}_{1,0} - \bar{\mathfrak{A}}_1}{\cos \theta} \mu' e^{-ik_1} (1 + d_2) \right]$$

ou bien, en remarquant que :

$$1 + d_2 = \mu'' e^{-ik_2} - \frac{r_2}{i \omega_1 \mathfrak{E}_2} = \mu'' e^{-ik_2} - \frac{\mu''}{i} \sin k_2,$$

$$\bar{e}_3 = \omega_1 i m_{13} \left[\bar{\mathfrak{A}}_1 \sin \theta - i \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1}{\cos \theta} (-\bar{\mathfrak{A}}_1 \Delta e^{-i\delta} + \bar{\mathfrak{A}}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)}) \right] - \omega_2 \bar{\mathfrak{A}}_2 \frac{\mu''}{i} m_{13} \frac{\partial \mathfrak{R}_1}{\partial \mathfrak{E}_1} \sin k_2$$

En définitive, nous pouvons écrire avec l'expression donnée plus haut :

$$\begin{aligned} \frac{\omega_2}{\omega_1} &= \frac{\Delta \cos \delta}{\cos \theta \sin \theta} (\cotg \xi - \tg \delta) \\ \bar{e}_3 &= \omega_1 i m_{13} \frac{\Delta \cos \delta}{\Delta \cos^2 \theta \sin^2 \theta} \left[\bar{\mathfrak{A}}_1 \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\Delta \cos \delta} - i (-\bar{\mathfrak{A}}_1 \Delta e^{-i\delta} + \bar{\mathfrak{A}}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)}) (\cotg \xi - \tg \delta) \right] \\ &\quad + i \omega_2 \bar{\mathfrak{A}}_2 \mu'' m_{13} \frac{\partial \mathfrak{R}_1}{\partial \mathfrak{E}_1} \sin k_2 \end{aligned}$$

Notons d'abord que le dernier terme dans l'expression pour $\bar{e}_3$ est en quadrature avec le courant secondaire $\mathfrak{A}_2$ et proportionnel, d'une part à la vitesse du moteur, et d'autre part aux pertes ohmiques dans l'induit.

Abstraction faite de ce terme, les composantes statique et dynamique de la force électromotrice induite dans les spires court-circuitées par les balais coïncident en direction et sont constamment en quadrature avec le courant primaire, comme il est facile de reconnaître

d'ailleurs. Retraçons, à cet effet, le polygone des impédances $oabc$ (fig. 6^a) ainsi que l'épure fondamentale des courants (fig. 6) et remarquons que sur $\overline{OB}$ on avait porté une longueur :

$$\overline{OA'} = \bar{\gamma}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)}$$

Elevons maintenant en A' une perpendiculaire sur $\overline{OB}$ rencontrant le vecteur limite $\overline{OC_d}$ en N , menons ensuite par N une ligne $\overline{NM} \parallel \overline{A'O}$ et décrivons sur $\overline{NM}$ comme diamètre un cercle Γ . Les segments $\overline{QR}$ coupés sur le vecteur du courant primaire $\overline{OC}$ par le cercle Γ et la ligne $A'N$ représenteront alors en grandeur et direction, le second terme entre crochets.

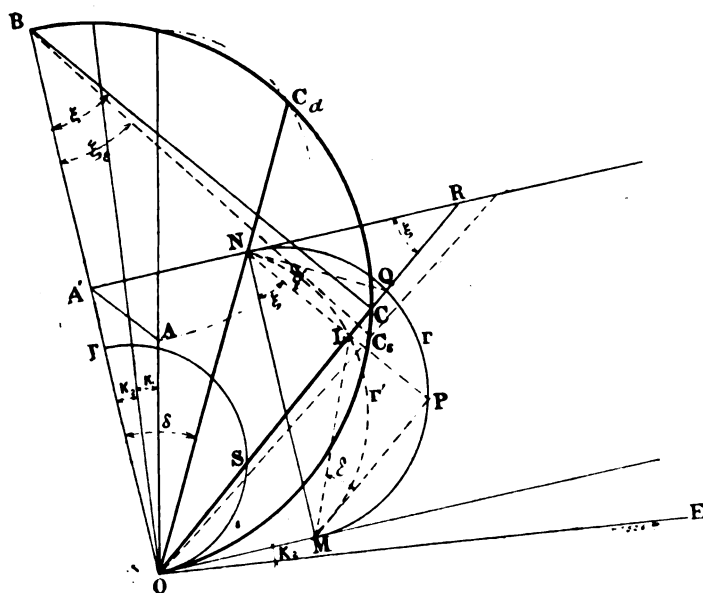


fig. 6.

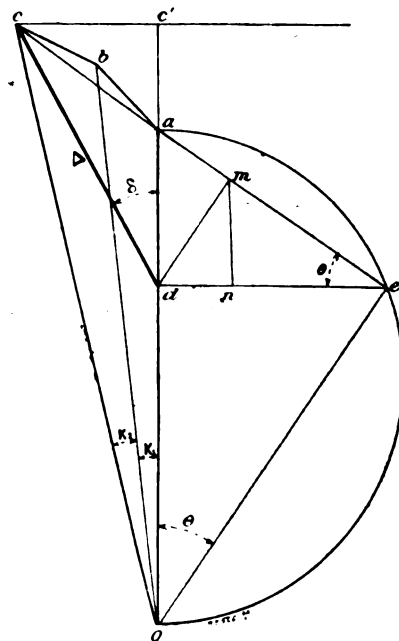


Fig. 6a.

En effet, si nous décrivons sur ON comme diamètre un cercle auxiliaire Γ' rencontrant le vecteur $\overline{OC}$ en L , et si nous traçons les cordes $\overline{NQ}$, $\overline{ML}$, $\overline{MP}$, P étant le point d'intersection de $\overline{NL}$ avec la circonférence Γ , nous aurons immédiatement,

$$\text{avec } \sphericalangle LMP = \delta = \sphericalangle QNL,$$

$$\overline{MP} = \overline{MN} \sin \xi e^{i(\frac{\pi}{2} - \xi)} = \bar{\gamma}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)} \frac{\Delta \cos \delta}{\Delta \cos \delta} e^{i(\frac{\pi}{2} - \xi)} = \bar{\gamma}_1 \Delta \cos \delta$$

et

$$\overline{ML} = \frac{\overline{MP}}{\cos \delta} e^{-i\delta} = \bar{\gamma}_1 \Delta e^{-i\delta}$$

de sorte que

$$\overline{NL} = \overline{MN} - \overline{ML} = \bar{\gamma}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)} - \bar{\gamma}_1 \Delta e^{-i\delta}$$

Remarquons encore que

$$\sphericalangle LRN = \xi \text{ et } \sphericalangle RLN = 90^\circ$$

et finalement il viendra :

$$\overline{QR} = \overline{LR} - \overline{LQ} = i \overline{NL} (\cotg \xi - \tg \delta) = i \left[\bar{\gamma}_{1,0} \mu' \mu'' e^{-i(k_1 + k_2)} + \bar{\gamma}_1 \Delta e^{-i\delta} \right] (\cotg \xi - \tg \delta) = |QR| e^{-i\zeta}$$

On voit que les segments $\overline{QR}$ coïncident en direction avec le vecteur $\overline{OC}$ du courant primaire.

Portons enfin sur $\overline{OB}$ une longueur

$$\overline{OT} = \overline{OB} \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\Delta \cos \delta}$$

en tirant directement de la figure 6^a la valeur de

$$\frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\Delta \cos \delta} = \frac{\overline{mn}}{\overline{dc'}} \text{ où } \sphericalangle dma = \sphericalangle mnd = 90^\circ$$

Si nous décrivons maintenant sur $\overline{OT}$ comme diamètre un cercle rencontrant $\overline{OC}$ en S, les cordes $\overline{OS}$ partant de l'origine O nous donneront le premier terme de la parenthèse soit :

$$\overline{OS} = \overline{OT} \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\Delta \cos \delta} = |\overline{OS}| e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

Nous avons donc bien en :

$$\overline{OS} - \overline{QR}$$

une grandeur proportionnelle et en quadrature avec la tension lamellaire $\overline{e}_3$, à un terme près, bien entendu, dû à l'influence des pertes ohmiques dans l'induit, et qui ne devient comparativement intéressant qu'autour du synchronisme, où il sera facile d'ailleurs d'en tenir compte par un simple calcul. On reconnaît que dans le cas général les composantes statique et dynamique ne peuvent s'annihiler complètement, à cause du dernier terme dans l'expression pour $\overline{e}_3$, qui est en quadrature avec $\overline{e}_1$. Il en résulte que, dans le cas où l'on se proposerait de régler la vitesse du moteur à répulsion par l'insertion de résistances ohmiques dans l'induit, on ne saurait bénéficier en même temps des bonnes conditions de commutation du moteur au synchronisme, le dernier terme dans $\overline{e}_3$ devenant alors comparable aux deux premiers.

INFLUENCE DE L'ORIENTATION DES BALAIS SUR LES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A RÉPULSION

a. *Démarrage.* — Dans la figure 7, nous donnons les courbes caractéristiques du couple C_d , du courant primaire $i_{1,d}$ et de la tension lamellaire $e_{3,d}$ sous les balais en fonction du décalage θ des balais, la tension d'alimentation étant toujours supposée constante. On avait admis pour tracer ces courbes :

$$\mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2 = \mathcal{R}_2' = \text{const.}, \mu' \mu'' = 1,210, \mu' = 1,141, \Delta \cos \delta = 0,200, \Delta \sin \delta = 0,166.$$

Nous voyons que dans ces conditions, le couple C_d , croissant d'abord rapidement avec le décalage θ des balais, passe bientôt par un maximum et, de là, décroît constamment jusqu'à 0 pour $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Le courant de démarrage $i_{1,d}$ atteint sa valeur maxima pour $\theta = 0$ et diminue à mesure que θ augmente jusqu'à sa valeur limite $i_{1,0}$ pour $\theta = \frac{\pi}{2}$.

La tension lamellaire $e_{3,d}$ sous les balais est nulle pour $\theta = 0$, passe également par un maximum et tend vers une valeur limite à mesure que l'on s'approche de $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Si nous réglons de nouveau la tension d'alimentation de façon que $e_{3,1}$ ait pour tous les

Θ la même valeur $e'_{3,d}$, nous obtenons pour le couple de démarrage une courbe C'_d , croissant rapidement lorsque Θ devient petit.

La faculté de varier la tension d'alimentation étant limitée par la saturation magnétique et la densité de courant que peuvent supporter les enroulements et les balais, la courbe C_d ne présente un intérêt pratique qu'à partir d'un certain décalage Θ. Mais dès à présent on reconnaît qu'en principe il y a avantage, mécaniquement et électriquement, de démarrer avec des faibles décalages Θ, dont il convient de préciser la valeur en considérant également la marche normale du moteur à répulsion.

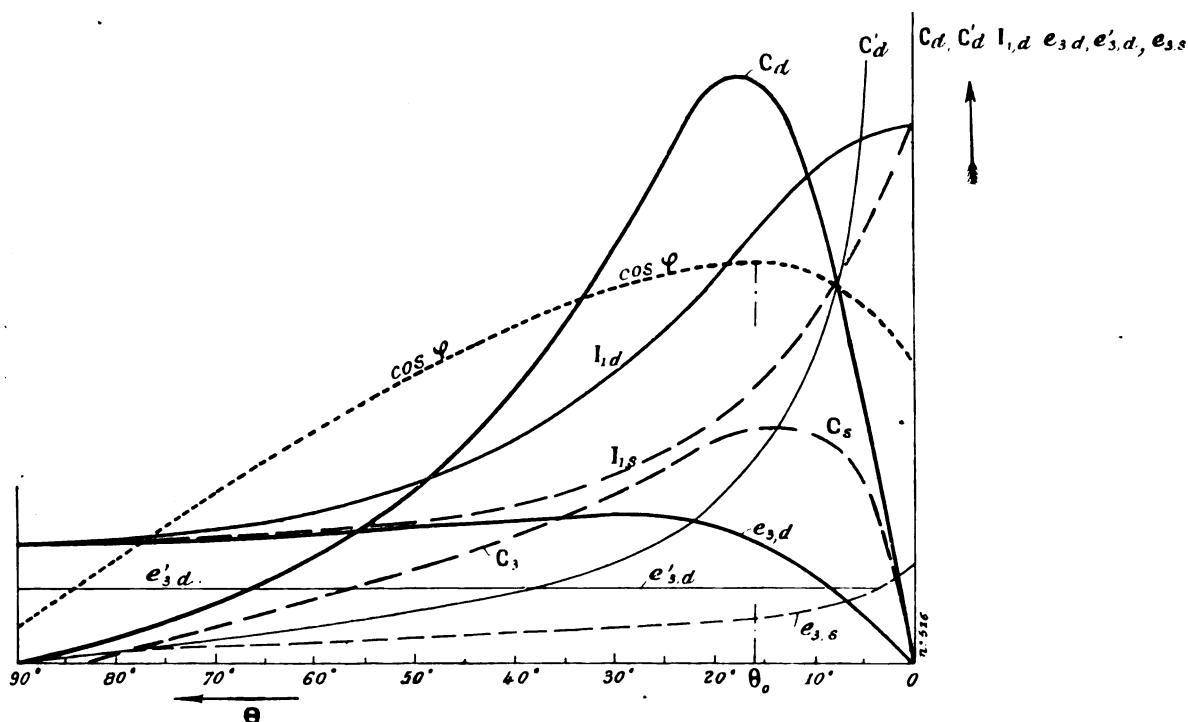


Fig. 7.

b. *Marche synchrone.* — Nous avons vu dans le cas idéal, où les pertes avaient été supposées nulles, que les conditions de commutation du moteur à répulsion étaient les plus avantageuses au synchronisme. Le moteur à répulsion paraît donc appelé à fonctionner normalement au voisinage du synchronisme et, dans ces conditions, il peut être intéressant de savoir quelle orientation des balais est la plus favorable au point de vue électrique.

Dans la même figure 7 on a tracé en fonction de Θ les courbes du couple C_s , du courant primaire $I_{1,s}$, de la tension lamellaire $e_{3,s}$ et du facteur de puissance $\cos \varphi$, relatives au synchronisme.

TH. LEHMANN.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Théorie du moteur serie compensé. Osnos.
Elektrotechnische Zeitschrift, 12 novembre.

Parmi tous les moteurs à collecteurs connus, le moteur compensé devrait être le plus intéressant. La figure 1 représente schématiquement ce

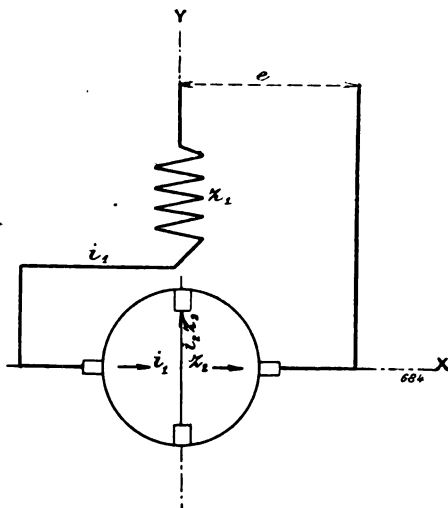


Fig. 1.

moteur qui, lorsqu'il est bipolaire, possède deux paires de balais. Une des paires de balais est en série avec l'enroulement du stator comme dans le moteur série ordinaire et est placée perpendiculairement à l'axe de ce dernier; l'autre paire est court-circuitée et coïncide en direction avec l'axe de l'enroulement du stator.

La théorie de ce moteur va être brièvement exposée.

A. THÉORIE GRAPHIQUE. — Soient :

z_1 le nombre de tours d'enroulement sur le stator ;

z_2 le nombre de tours d'enroulement sur le rotor ;

i_1 le courant primaire ;

i_2 le courant secondaire.

Pour plus de simplicité, nous négligerons d'abord la résistance primaire, la dispersion et la perte dans le fer et nous admettrons la proportionnalité entre le courant et le champ. Dans

ces conditions, nous pouvons dire qu'il existe 3 champs agissant dans le moteur :

1. Le champ primaire du stator proportionnel à $i_1 z_1$ et divisé suivant l'axe des y

2. Le champ primaire du rotor proportionnel à $i_1 z_2$ dans la direction de l'axe des x

3. Le champ secondaire du rotor proportionnel à $i_2 z_2$ dans la direction de l'axe des y

Si nous considérons les champs comme forces dans un plan et si nous représentons le décalage dans le temps φ l'angle que ces forces forment entre elles, nous devons porter les deux premiers champs sur une seule et même droite et le troisième sur une seconde droite inclinée sur la première. Si donc le segment $A_1 B$ (fig. 2) représente le champ du stator $i_1 z_1$ en grandeur et en phase, nous pouvons porter sur son prolonge-

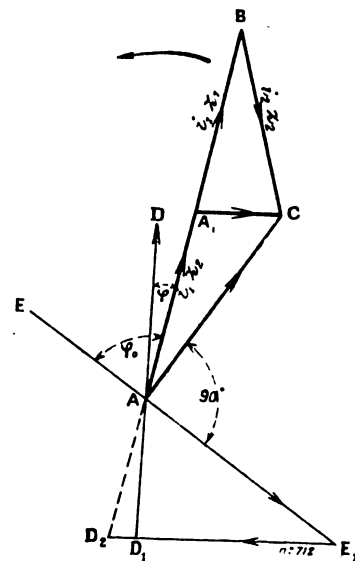


Fig. 2.

ment $A_1 A$ le champ primaire du rotor. Pour simplifier posons $z_1 = z_2$; dans le diagramme on aura alors $A_1 A = A_1 B$.

Le champ du stator $i_1 z_1$ induit dans le rotor, exactement comme dans un transformateur ordinaire, le courant secondaire i_2 décalé en général sur le champ qui le produit. Soit BC le segment qui représente dans le diagramme le champ $i_2 z_2$ produit par ce courant : $A_1 C$ est le champ

résultant du moteur dans la direction de l'axe des y ; AC représente le champ primaire résultant du stator et du rotor.

Lorsque le moteur est au repos, le champ résultant AC induit une force électromotrice AE_1 décalée de 90° en arrière de la première ; la différence de potentiel primaire aux bornes AE doit donc être égale et opposée à AE_1 .

Le champ $AA_1 = i_1 z_2$, perpendiculaire sur i_2 et décalé en général de plus de 90° sur le courant, exerce un couple sur le rotor et le fait tourner ; par suite de cette rotation le champ résultant A_1C , perpendiculaire à la ligne de balais en série avec le courant primaire induit de son côté une force électromotrice entre ces balais.

Cette force électromotrice engendrée par la rotation de l'armature est en phase avec le champ qui la produit. Elle est donc représentée dans le diagramme par la droite E_1D , parallèle à A_1C et a même sens que cette dernière. La jonction des balais à l'enroulement du stator est faite de telle façon que la force électromotrice soit décalée de 180° sur A_1C . Nous devons donc porter le segment D_1E_1 proportionnel à la vitesse et parallèle et opposé à A_1C . et nous obtenons la force contre-électromotrice résultante AD_1 du moteur pour une vitesse déterminée. La différence du potentiel aux bornes AD est égale et

opposée à AD_1 et l'angle $\widehat{DAB}$ représente le décalage primaire φ . Pour que φ soit nul, il faut que le point D_1 tombe en D_2 .

Le diagramme de la figure 2 peut être simplifié de la façon suivante :

Le champ A_1C (fig. 3) induit entre les balais une force électromotrice E_1D_1 proportionnelle à la vitesse de rotation de l'armature et décalée de 180° sur A_1C . En ce qui concerne cette force électromotrice, nous pouvons remplacer le champ A_1C par un champ idéal A_1C_1 dont la direction coïncide avec l'axe du x au lieu de l'axe de y et qui induit cette même force électromotrice E_1D_1 , une oscillation de fréquence égale à celle du réseau.

Pour que la grandeur et la phase de E_1D_1 ne varie pas, le champ idéal doit évidemment être décalé dans le temps de 90° sur AC et être multiplié par le rapport $\frac{\text{Nombre de tours}}{\text{fréquence}} = \frac{n}{f}$ de sorte que $\text{tg } \psi = \frac{n}{f}$. Si, pour plus de clarté, nous

transportons ABCA₁ dans une nouvelle figure (4) et si nous remplaçons le champ A_1C par CC_1 (égal et parallèle à A_1C_1 de la figure 3) nous obtenons un champ primaire idéal AC_1 auquel est perpendiculaire la différence de potentiel aux bornes AD.

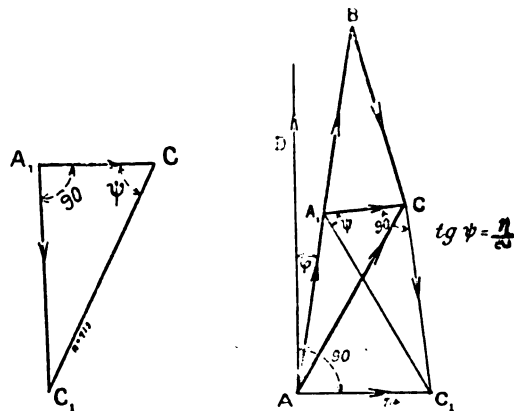


Fig. 3 et 4.

Influence de la fréquence. — Ce diagramme montre clairement l'influence de la fréquence sur le décalage primaire. En effet, comme on le voit, l'angle φ est d'autant plus petit que CC_1 est plus grand. Comme d'après ce qui précède

$$CC_1 = A_1C \frac{n}{f}$$

le décalage pour un seul et même champ A_1C et une seule et même vitesse n est d'autant plus petit que la fréquence du réseau est plus faible.

Influence de l'entrefer. — La grandeur du champ excitateur nécessaire dépend principalement de la valeur de l'entrefer. Comme dans notre cas le champ excitateur est formé par les tours primaires $i_1 z_2$ du rotor, le rapport $\frac{AA_1}{A_1B}$ évidemment une valeur d'autant plus faible que l'entrefer est plus petit.

Pour reconnaître l'influence de ce rapport, figurons dans la figure 5 le triangle A_1BC et diminuons AA_1 de moitié : portons l'angle φ à partir de A, menons AC_1 perpendiculaire à AD, et CC_1 perpendiculaire à A_1C : nous voyons que l'angle ψ est devenu beaucoup plus petit ; $\text{tg } \psi = \frac{n}{f}$. Il en résulte que, pour un seul et même décalage et dans les mêmes conditions, la vitesse de rotation doit être d'autant plus grande que

l'entrefer est plus grand. Inversement, pour la même vitesse de rotation le décalage primaire est d'autant plus grand que l'entrefer est plus grand.

On voit que, dans le moteur compensé, la fréquence du réseau et l'entrefer exercent une action très défavorable.

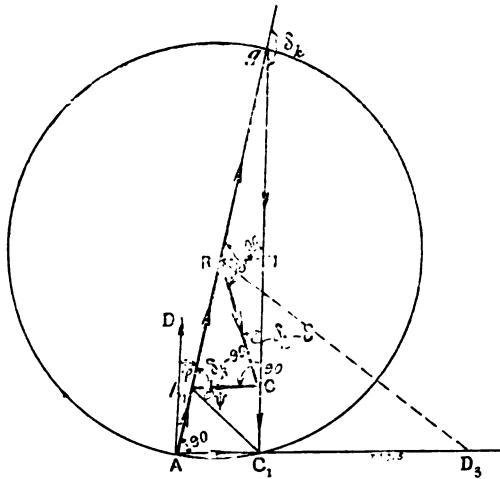


Fig. 5.

Nous avons considéré principalement jusqu'ici le courant primaire : envisageons maintenant le courant secondaire i_2 et les forces électromotrices dont il dépend.

Nous avons vu que le champ A_1C oscille dans la direction de l'axe des y . Ce champ induit entre les balais court-circuités une force électromotrice décalée de 90° en arrière de A_1C et dont la direction coïncide par conséquent avec celle de CC_1 . En outre le champ $i_1 z_2$ induit entre les balais court circuités une force électromotrice de même phase que le courant primaire et coïncide par conséquent dans le diagramme avec la direction de A_1B . La résultante de ces deux forces électromotrices doit compenser la chute de tension $i_2 r_2$. Si nous supposons les deux premières forces électromotrices agissant séparément dans l'armature entièrement dépourvue d'induction, les courants fictifs engendrés par chacune d'elles ont mêmes directions que les forces électromotrices correspondantes. Nous pouvons donc dire que dans la direction de l'axe des y deux courants se superposent dans l'armature :

1. Un courant produit par l'induction stationnaire (nous la désignerons par induction

statique) du champ résultant A_1C et proportionnel par conséquent à la fréquence du réseau. Ce courant sera nommé *courant inductif*.

2. Un courant produit par la rotation de l'armature dans le champ $i_1 z_2$ et que nous nommons *courant dynamique*.

Le courant inductif et le courant dynamique se composent en un courant résultant BC et doivent passer dans le diagramme par les points BC ; comme en outre leurs directions CC_1 et AB sont connues d'après ce qui précède, leurs grandeurs sont ainsi déterminées en prolongeant celles-ci jusqu'à leur point de rencontre g .

Soient donc :

$\overline{Bg}$ le courant dynamique { de l'armature dans
 $\overline{Cg}$ le courant inductif { la direction de l'axe
 $\overline{BC}$ le courant résultant { des y .

D'après notre définition on a de plus

$$\overline{gC} \text{ proportionnel à } \frac{A_1C \cdot f}{\omega_2} \quad (1)$$

$$\overline{gB} \text{ proportionnel à } \frac{AA_1}{\omega_2} n$$

ou à

$$\left(\frac{1}{\alpha^2} + 1 \right) \frac{AB}{\omega_2} n$$

qui égale

$$\frac{1}{\alpha^2} \frac{A_1B}{\omega_2} n \quad (2)$$

d'où n proportionnel à

$$\frac{gB}{AB} \cdot \frac{\omega_2}{\frac{1}{\alpha^2} + 1}$$

ou proportionnel à

$$\frac{gH}{HC_1} \cdot \frac{\omega_2}{\frac{1}{\alpha^2} + 1}$$

où α est encore un facteur à déterminer.

De l'équation de proportionnalité 1 on tire

$$\lg \delta_k = \frac{A_1C}{gC}$$

proportionnel à

$$\frac{\omega_2}{f} = C^e$$

d'où

$$\delta_k = C^k$$

Comme, pour une différence de potentiel aux bornes constante AC_1 est aussi constant, il s'ensuit que le point g décrit un arc de cercle dont le centre est facile à déterminer lorsqu'on donne AC_1 et δ_k .

Si l'on joint A_1 à C_1 et si l'on mène par B une parallèle à A_1C_1 jusqu'au point de rencontre D_3 avec la droite AD_3 , on a

$$\frac{AC_1}{AD_3} = \frac{AA_1}{AB}$$

d'où il résulte que D_3 est un point fixe. L'angle

$$\widehat{ABD_3} = \widehat{AA_1C_1} = \delta_k - 90 + \psi$$

et comme ψ dépend de la vitesse de rotation et n'est, par suite, pas constant, le point B ne se trouve pas sur un cercle.

Le couple. — Le moteur compensé possède, comme le moteur d'induction monophasé ordinaire deux couples distincts ; l'un d'eux se produit entre le champ AA_1 dirigé suivant l'axe des x et le courant BC dirigé suivant l'axe des y ; le second se produit entre le champ A_1C dirigé suivant l'axe des y et le courant AA_1 dirigé suivant l'axe des x .

Comme on le voit sur la figure 5, le premier couple a pour valeur

$$D_1 = - AA_1 \cdot BC \cdot \cos \delta$$

et le second

$$D_2 = - AA_1 \cdot A_1C \cdot \cos (\delta_k - 90) = AA_1 \cdot A_1C \cdot \sin \delta_k$$

L'angle δ_k est toujours compris entre $\frac{\pi}{2}$ et π ; $\sin \delta_k$ et D_2 sont donc toujours négatifs. L'angle δ peut être compris entre 0 et π ; le couple D_1 peut donc être positif ou négatif suivant que $\delta > \frac{\pi}{2}$ ou $\delta < \frac{\pi}{2}$. Dans un moteur le couple doit être positif et par conséquent δ doit être toujours $< \frac{\pi}{2}$.

Si nous laissons le moteur tourner à vide, sa vitesse s'accélère jusqu'à ce que $D_1 = D_2$ (en faisant abstraction des pertes à vide). Cela correspond à sa plus grande vitesse et le moteur est moins exposé à s'emballer que le moteur série.

Si, grâce à une source d'énergie mécanique extérieure, on entraîne le moteur à une vitesse supérieure à cette vitesse critique, les deux couples deviennent négatifs et le moteur produit de l'énergie.

Détermination du rapport $\frac{AA_1}{A_1B}$. — Jusqu'à présent nous avons passé sous silence la valeur du rapport $\frac{AA_1}{A_1B}$. Si les nombres de tours d'enroulement du rotor et du stator sont égaux, c'est-à-dire si $z_1 = z_2$, on a évidemment $AA_1 = A_1B$. Si au contraire ils sont différents, il faut, pour que le segment AB puisse servir de mesure au courant primaire, que les deux champs soient ramenés en un seul et même nombre de tours d'enroulement. Nous remplacerons donc le champ $i_1 z_2$ par un champ agissant sur z_1 et capable d'induire dans z_1 tours d'enroulement la même force électromotrice que celle induite par le champ $i_1 z_2$ dans z_2 tours. Ce champ est donc égal à

$$\frac{i_1 z_2^2}{z_1} = i_1 z_1 \frac{z_2^2}{z_1^2} = i_1 z_1 x^2$$

en posant

$$\frac{z_2^2}{z_1^2} = x^2$$

Donc dans le cas général on a

$$\frac{AA_1}{A_1B} = x^2$$

Influence de la dispersion. — Pour tenir compte de la dispersion, laissons (fig. 6) le triangle A_1BC tel quel et remarquons qu'en fait ce n'est pas le champ total $i_2 z_2$ qui agit, mais seulement par une partie $v_2 i_2 z_2$ en désignant par v_2 le facteur de dispersion secondaire.

On a donc dans la figure 6

$$BC = v_2 i_2 z_2 \quad (3)$$

De même ce n'est pas le champ total primaire $i_1 z_1$ qui agit sur le rotor, mais seulement une partie $v_1 i_1 z_1$. Le champ résultant du rotor dans la direction de l'axe des y est obtenu en prolongeant le segment BC_1 en prenant

$$B'C = \frac{1}{v_2} BC \quad (4)$$

et en portant sur la parallèle à A_1B le segment

$$B'A'_1 = BA_1 v_1 \quad (5)$$

d'où

$$K i_1 z_1 z_2 \sin \delta - i_2 w_2 + n K' i_1 z_2^2 \cos \delta = 0 \quad (\text{III})$$

Dans la direction décalée de 90° en avance sur i_2 agissent :

$$- K i_1 z_1 z_2 \cos \delta \quad (1)$$

$$- K i_2 z_2^2 \quad (2)$$

$$+ n K' i_1 z_2^2 \sin \delta \quad (3)$$

d'où

$$- K i_1 z_1 z_2 \cos \delta - K i_2 z_2^2 + n K' i_1 z_2^2 \sin \delta = 0 \quad (\text{IV})$$

Nous avons donc 4 équations à 5 inconnues i_1 , i_2 , φ , n , δ d'où l'on peut tirer une équation entre deux inconnues au choix.

Si l'on veut tenir compte de la dispersion, les équations sont les suivantes :

$$e \cos \varphi - i_1 (w_1 + w_2) - v_2 K i_2 z_2 z_1 \sin \delta - v_1 n K' i_1 z_1 z_2 - n K' i_2 z_2^2 \cos \delta = 0 \quad (\text{I})$$

$$e \sin \varphi - K i_1 (z_1^2 + z_2^2) - v_2 K i_2 z_2 z_1 \cos \delta + n K' i_2 z_2^2 \sin \delta = 0 \quad (\text{II})$$

$$v_1 K i_1 z_1 z_2 \sin \delta - i_2 w_2 + n K' i_1 z_2^2 \cos \delta = 0 \quad (\text{III})$$

$$- v_1 K i_1 z_1 z_2 \cos \delta - K i_2 z_2^2 + n K' i_1 z_2^2 \sin \delta = 0 \quad (\text{IV})$$

K et K' représentent des grandeurs constantes qui dépendent de la disposition des enroulements et de la fréquence du réseau.

On peut démontrer que, avec des enroulements répartis sur le stator et le rotor, et un nombre impair d'encoques, on a approximativement

$$\frac{K}{K'} = f$$

f désignant la fréquence du réseau.

Les équations ci-dessus résolues de la façon habituelle donneraient une relation analytique entre i_1 et φ ; cette relation est compliquée et ne servirait à rien ici.

Par contre on peut tirer de ces équations une relation très simple entre la vitesse de rotation et le décalage du courant secondaire sur le courant primaire. Cette relation est nécessaire et suffisante pour déterminer la vitesse de rotation du moteur et le segment CC_1 dans les figures 2 à 6.

Relation entre n et δ . — Si l'on pose dans les équations III et IV $n = 0$ (ce qui correspond au moteur calé et court-circuité) et si l'on désigne par δ_k l'angle δ correspondant, on obtient, en

divisant les deux équations l'une par l'autre

$$\operatorname{tg} \delta = - \frac{w_2}{K z_2^2} \quad (\text{V})$$

exactement comme dans un moteur à répulsion.

Si l'on ordonne les équations en i_1 et i_2 on obtient après division

$$\frac{v_1 K \sin \delta + n K' z \cos \delta}{v_1 K \cos \delta - n K' z \sin \delta} = - \frac{w_2}{K z_2^2} \operatorname{tg} \delta_k$$

d'où

$$n = \frac{K}{K'} \cdot \frac{v_1}{z} \cdot \operatorname{tg} (\delta_k - \delta),$$

comme $\frac{K}{K'} = f$ d'après ce qui précède, on a

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{n}{f} = \frac{v_1}{z} \operatorname{tg} (\delta_k - \delta) \quad (\text{VI})$$

L'angle $(\delta_k - \delta)$ est déterminé quand on connaît la figure AA_1BC ; l'angle ψ et le segment CC_1 sont donc également déterminés par la dernière équation.

La signification physique de cette équation est particulièrement intéressante. Elle montre que la vitesse de rotation d'un moteur à collecteur ayant un circuit court-circuité est proportionnelle à la tangente du décalage entre la tension engendrée par l'induction statique et le courant dans le circuit court-circuité.

O. A.

Le diagramme du moteur-série compensé.
Osnos. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 17 mars (1).

Si l'on néglige la dispersion et la résistance du circuit primaire, les diverses grandeurs (courant primaire, courant secondaire, décalage, etc.), relatives au moteur-série compensé (fig. 1), sont données par le triangle AGC_1 (fig. 2).

Dans ce diagramme :

A_1B représente le courant du stator.

AA_1 représente le courant primaire du rotor.

BC représente le courant secondaire du rotor.

AC_2 représente la différence de potentiel aux bornes du rotor.

C_2C_1 représente la différence de potentiel aux bornes du stator.

$\operatorname{tg} \psi : \frac{\text{vitesse}}{\text{fréquence}}$

$AA_1 (BJ - JA_1)$ représente le couple.

(1) Voir article précédent *Écl. Electr.*

La question se pose de savoir comment, étant donné un état du moteur, on peut trouver les grandeurs relatives à un autre état. Supposons par exemple que, pour un moteur, l'expérience

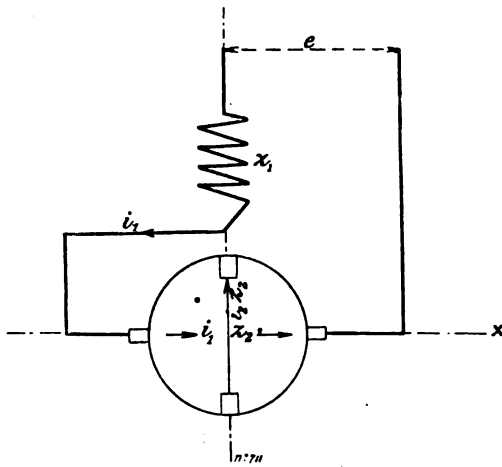


Fig. 1.

ou le calcul nous ait permis de déterminer le triangle AGC_1 et les différentes grandeurs constituantes AA_1 , A_1B , BC , etc. : nous voulons trouver, pour un état différent du moteur

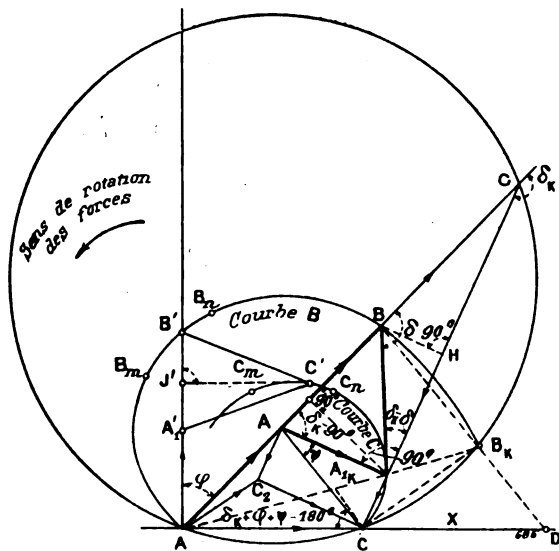


Fig. 2.

caractérisé par un autre décalage φ , les diverses grandeurs, comme par exemple l'intensité de courant, le nombre de tours, etc.

Le problème est résolu pour les moteurs polyphasés ordinaires, pour les moteurs à col-

lecteurs polyphasés (Blondel, *Écl. Électr.*, t. LX) et pour le moteur à répulsion (Osno, *Écl. Électr.*, 14 mai) par la connaissance du lieu géométrique que décrit l'un des vecteurs de courant. Pour pouvoir répondre à la question posée, il faut donc trouver également pour le moteur-série compensé le lieu géométrique de l'un des points $A B C$.

Nous allons chercher graphiquement ces lieux que nous désignerons, pour plus de simplicité, par courbe A, courbe B, courbe C et nous verrons qu'ils permettent de se rendre compte facilement du fonctionnement du moteur. Ces courbes ne sont pas des cercles et ne peuvent pas être tracées facilement, mais pour un moteur donné il suffit de les construire une fois pour toutes pour être entièrement fixé sur le fonctionnement, les limites d'emploi et l'influence des constantes (résistance, dispersion, etc.). D'ailleurs l'allure des courbes est, comme nous le verrons, assez simple pour que 6 à 7 points suffisent à leur construction.

LE DIAGRAMME DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR-SÉRIE COMPENSÉ. — La construction des courbes est possible quand un point B du diagramme et le segment constant AC_1 (pour une différence de potentiel aux bornes constante) sont donnés.

La façon la plus simple de faire la construction est de se donner d'abord la grandeur du champ secondaire résultant $A^{\circ}C$ (fig. 3), et de construire ensuite le champ primaire résultant A_0C_1 pour un nombre de tours donné. Le champ trouvé de cette manière est en phase avec le champ primaire réel résultant AC_1 et lui est proportionnel. Le diagramme total est donc semblable au diagramme trouvé ; pour avoir les grandeurs réelles, il suffit de multiplier les longueurs obtenues par le rapport $\frac{AC_1}{A^{\circ}C_1}$.

Ceci est rendu plus clair par la figure 3. Pour simplifier posons dans l'équation déjà trouvée ⁽¹⁾

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{n}{f} = \frac{v_1}{\alpha} \operatorname{tg} (\delta_K - \delta), \quad (\text{VI})$$

$$\alpha = 1 \quad \text{et} \quad v = 1$$

(c'est-à-dire négligeons la dispersion) : il vient :

$$\psi = \delta_K - \delta.$$

⁽¹⁾ *E T Z*, t. XLVI, 1903 et *Écl. Électr.*...

Prenons alors un segment A^0C_1 , menons au point A^0 un rayon A^0B faisant l'angle constant $\delta_k - 90^\circ$, qui donne la direction du courant primaire, et traçons A^0C_1 faisant avec A^0C l'angle ψ . Si nous menons par C une droite CB faisant avec CG l'angle $\delta_k - \delta$, CB représente le cou-

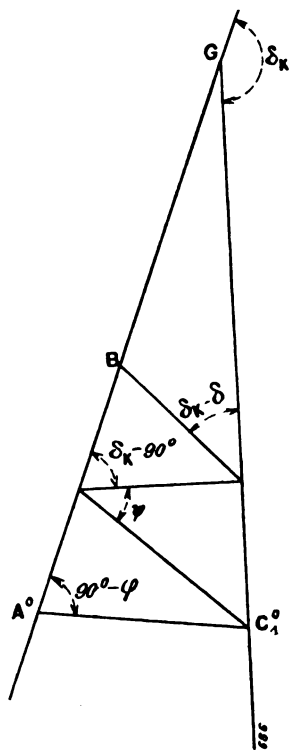


Fig. 3.

rant secondaire et A^0B le courant primaire. Si l'on fait $A_1A^0 = A^0B$, et si l'on joint A^0 à C_1^0 , $A^0C_1^0$ est en phase avec le champ cherché AC, (fig. 2) et l'angle $A_1A^0C_1^0 = 90^\circ - \varphi$. En multipliant par le facteur de proportionnalité $\frac{AC_1}{A^0C_1^0}$ toutes les lignes de la figure ainsi trouvée, on obtient les vraies grandeurs des segments individuels. De cette façon on peut pour chaque angle ψ et pour chaque vitesse de rotation trouver inversement la position et la grandeur du courant primaire et du courant secondaire. En reliant ensemble une série de points B et C ainsi déterminés, on obtient les courbes B et C cherchées. Une fois ces dernières construites pour un moteur, on peut en tirer réciproquement pour chaque décalage toutes les autres grandeurs.

Exemple: Soient à trouver pour l'angle φ (fig. 2) les segments AA_1 , A_1B et BC. On trace sous l'angle φ avec l'axe γ la droite AG jusqu'au point de rencontre avec l'arc de cercle décrit sur AC_1 (cercle G); le point de rencontre de cette droite avec la courbe B donne le point B_1 , et le point de rencontre de la ligne GC_1 avec la courbe C donne le point C. Une perpendiculaire en C à GC donne finalement le point A_1 . Pour une exploitation normale la résistance du circuit secondaire est choisie aussi petite que possible, de sorte que le point G (fig. 2) tombe dans la plupart des cas hors des limites de l'épure. Pour trouver le point C on mène au point C_1 une droite C_1C sous l'angle trouvé figure 3 $A^0C_1^0C$, et l'on détermine le point de rencontre de cette droite avec la courbe C.

On peut aussi construire une fois pour toutes la courbe A_1 semblable à la courbe B; le point A_1 est alors obtenu sans autre opération ⁽¹⁾.

QUELQUES POINTS REMARQUABLES DU DIAGRAMME.
VITESSE SYNCHRONE. — Le point de rencontre de la courbe B avec le cercle B donne le sommet B_k du triangle de court-circuit AB_kC_1 pour le moteur calé.

Pour $n = f$, c'est-à-dire pour la marche au synchronisme du moteur, on a $\delta_k - \delta = \psi = 45^\circ$.

Si donc l'on fait, dans la figure 3, $\widehat{BCG} = \widehat{C_1^0A_1C} = 45^\circ$, puis $A_1^0A_0 = A_1B$ comme précédemment et qu'on relie A_0 à C_1^0 , on trouve l'angle $90^\circ - \varphi$ et, d'après les courbes, les autres grandeurs relatives au synchronisme. Le point B_n de la figure 2 a été déterminé de cette manière.

On voit que pour ce point et pour les relations données il existe encore un décalage primaire.

Vitesse maxima. — Nous savons que le couple positif du moteur est proportionnel à

$$AA_1 \cdot BC \cdot \cos \delta.$$

et le couple négatif à

$$AA_1 \cdot A_1C \sin \delta.$$

Le couple utile est alors

$$D_n = AA_1 (BC \cos \delta - A_1C \sin \delta) = AA_1 (BJ - JA_1).$$

⁽¹⁾ L'auteur n'a pas encore déterminé exactement le caractère des courbes B et C, mais il lui semble que ce sont des développantes de cercle.

Le courant secondaire décroît donc quand la vitesse augmente (dans les limites de fonctionnement considérées); par contre le champ secondaire résultant A_1C croît avec la vitesse de rotation, puisqu'il est proportionnel au segment A_1G qui croît avec le nombre de tours. Le couple utile diminue donc pour deux causes: parce que le couple positif décroît et parce que le couple négatif croît. Pour $BJ - A_1J = 0$ le couple utile (même en négligeant la résistance primaire, l'hystérésis et les courants de Foucault) devient nul et la vitesse de rotation correspondante n est la plus grande que le moteur puisse prendre. La figure 3 montre que dans ce cas (en désignant par δ_0 l'angle δ correspondant).

$$\delta_K - \delta_0 = 2\delta_K - 270$$

d'où

$$\frac{n_0}{f} = \operatorname{tg}(2\delta_K - 270) = \cotg 2\delta_K \quad (\text{VII})$$

δ_K ne peut jamais devenir nul; par conséquent n_0 ne peut pas devenir infini. Il en résulte qu'il n'y a pas de danger d'emballement. D'autre part on voit d'après l'équation VII que ce danger est d'autant moindre que la valeur $\cotg 2\delta_K$ est plus faible et que, par conséquent, δ_K est plus petit. D'après l'équation (V)

$$\operatorname{tg} \delta_K = \frac{u_2}{Kz_2^2}.$$

On peut donc diminuer le danger d'emballement en introduisant des résistances entre les balais précédemment court-circuités.

La figure 2 donne encore les proportions pour $\varphi = 0$. On voit que dans ce cas $B'J$ et JA' diffèrent très peu l'un de l'autre. Tout le travail absorbé par le moteur est pris dans la résistance du court-circuit. Comme ces pertes croissent avec la grandeur de l'angle δ_K , on peut par une construction appropriée diminuer ce dernier et obtenir des proportions beaucoup plus avantageuses que celles de la figure. Mais on voit sur le diagramme que la compensation du décalage ne peut être obtenue qu'au prix d'une perte d'énergie dans le circuit court-circuité du rotor et par conséquent aux dépens du rendement.

Les différences de potentiel au rotor et au stator. — Il est intéressant de remarquer que

dans le moteur-série comparé, quoique la différence de potentiel aux bornes reste constante, la différence de potentiel au stator croît toujours avec la vitesse et la différence de potentiel au rotor (entre les balais en série avec le stator) décroît toujours. Ces différences de potentiel sont faciles à mesurer pour chaque charge du moteur sur le diagramme de la figure 2.

La différence de potentiel au stator est proportionnelle au champ résultant A_1C dans l'axe de l'enroulement du stator, et la différence de potentiel entre les balais-série au champ primaire du rotor AA_1 diminué de l'action dynamique du champ A_1C ou de l'action oscillante du champ équivalent CC_1 . A l'arrêt du moteur la différence de potentiel au stator est proportionnelle à A_1C_1 et la différence de potentiel-série du rotor proportionnelle à AA_1 . Pour une charge AB on trouve réciproquement le champ AC_2 proportionnel à la différence de potentiel-

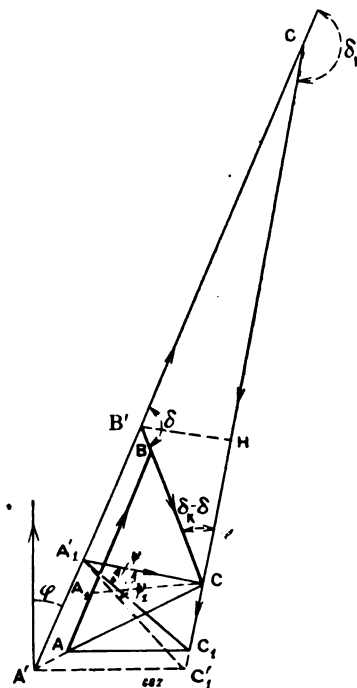


Fig. 4.

série du rotor en menant la droite CC_1 égale et parallèle à CC_1 et en joignant A à C_2 . Le segment C_2C_1 est alors égal et parallèle à A_1C , et par conséquent proportionnel à la différence de potentiel au stator pour la charge considérée. Les différences de potentiel elles-mêmes sont

naturellement perpendiculaires aux segments correspondants.

Construction du diagramme en tenant compte de la dispersion. — Si l'on prolonge les segments A_1B' et CA (fig. 4) jusqu'à leur point de rencontre A' et que l'on mène $A'C'$, parallèlement à AC_1 , la similitude des triangles ABC et $A'B'C$ donne

$$\begin{aligned} A'B' &= \frac{AB}{v_2} = \frac{i_1 z_1 (1 + \alpha_2)}{v_2} \\ A'C' &= \frac{AC_1}{v_2} = \frac{i_0 z_1}{v_2} \\ CC' &= \frac{CC_1}{v_2} \end{aligned}$$

de plus

$$A_1B' = A_1B v_1 = i_1 z_1 v_1 \text{ et } B'G = i_d z_2, CG = i_2 z_2 \quad A_1C = i''_0 z_2$$

où i_d désigne le courant *dynamique*.

i_1 désigne le courant *inductif*.

i''_0 désigne le courant magnétisant du moteur lorsqu'on soumet les balais à une différence de potentiel e .

z_1 désigne le nombre de tours du stator (en série par pôle).

z_2 désigne le nombre de tours du rotor.

α le rapport $\frac{z_1}{z_2}$.

$v_1 v_2$ les facteurs de dispersion primaire et secondaire. Il en résulte

$$\begin{aligned} A'A_1 = A'B' - A_1B' &= i_1 z_1 \left(\frac{1 + \alpha_2}{v_2} - v_1 \right) \\ &= i_1 z_1 \frac{1 - v_1 v_2 + \alpha_2}{v_2} \end{aligned}$$

et

$$\operatorname{tg} \psi' = \frac{CC_1}{A_1C} = \frac{1}{v_2} \frac{CC_1}{A_1C} = \frac{1}{v_2} \frac{n}{f} \quad (\text{VIa})$$

La dernière équation et l'équation VI donnent

$$\operatorname{tg} \psi' = \frac{v_1}{v_2} \frac{1}{\alpha} \operatorname{tg} (\delta_K - \delta) \quad (\text{VIb})$$

Si l'on multiplie tous les segments du triangle $A'GC_1$ par le facteur constant v_2 , on ne change que l'échelle des grandeurs physiques correspondantes et l'on a

$$\left. \begin{aligned} A'B' &= i_1 z_1 (1 + \alpha^2) \\ A'C' &= i_0 z_1 \\ A_1B' &= i_1 z_1 v_1 v_2 \\ A'A_1 &= i_1 z_1 (1 - v_1 v_2 + \alpha^2) \\ A_1C &= i''_0 z_2 v_2 \\ B'G &= i_d z_2 v_2 \\ CG &= i_2 z_2 v_2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Les équations VI_a et VI_b qui expriment des relations entre des grandeurs angulaires restent les mêmes quand on change d'échelle.

Influence de la dispersion. — Comparons maintenant les grandeurs du système (6) VI_a VI_b servant à la construction du diagramme avec les grandeurs correspondantes du diagramme de la figure 2. Nous voyons que les segments $A'B'$ et $A'C'$ sont égaux respectivement aux segments AB et AC , et que par contre le segment A_1B' est $(1 - v_1 v_2) i_1 z_1$ fois plus petit que le segment A_1B , tandis que le segment $A'A_1$ est $(1 - v_1 v_2) i_1 z_1$ fois plus grand que le segment AA_1 . En d'autres mots la dispersion agit de la même façon qu'un accroissement du champ primaire au stator et une diminution du champ primaire au rotor, ou comme un accroissement du rap-

port $\frac{z_2}{z_1}$, ou bien encore comme une augmentation de l'entrefer qui a pour conséquences l'augmentation du décalage, les autres proportions restant égales. Pour une construction rationnelle du moteur série compensé, comme d'ailleurs pour toutes les autres machines à courant alternatif, il est nécessaire que le produit $v_1 v_2$ soit aussi grand que possible. D'autre part la relation entre l'angle ψ' et l'angle $\delta_K - \delta$, comme on le voit d'après l'équation VI_b , est à peine modifiée par la dispersion, surtout si $v_1 = v_2$, ce que l'on peut admettre dans la plupart des cas. Pour le moteur ayant de la dispersion, on obtient donc des courbes B et C tout à fait semblables à celles trouvées pour le moteur sans dispersion.

Construction du diagramme en tenant compte de la dispersion et du nombre d'encoches. — Jusqu'à présent, en dehors de la réluctance magnétique, nous n'avons envisagé que les ampères-tours de chaque circuit. Cependant, comme on le sait, la grandeur du champ aussi bien que les forces électromotrices induites dépendent essentiellement du mode d'enroulement ou du nombre des encoches dans lesquelles sont disposées les bobines. Pour tenir compte de ces points particuliers, il faut employer les coefficients dits de tension et de champ qui dépendent du mode d'enroulement et expriment le rapport entre les forces électromotrices réellement induites ou les champs réellement produits, et les forces électromotrices ou les champs qui prendraient naissance dans le même

enroulement et pour des conditions identiques s'il n'y avait qu'une encoche par pôle.

Désignons par :

K'_1, K'_2 les coefficients de tension des enroulements du stator et du rotor pour la self-induction.

c_1, c_2 le rapport entre le nombre réel de lignes de force du stator ou du rotor, et le nombre de lignes de force qui existerait s'il n'y avait qu'une encoche par pôle (coefficient de champ des enroulements).

c_{12} le rapport de la force électromotrice réellement induite dans l'armature par le champ du stator à celle qui serait induite par le même champ s'il n'y avait qu'une encoche par pôle (coefficient d'enroulement relatif à l'induction mutuelle du champ du stator sur le rotor)

c_{21} le rapport de la force électromotrice réellement induite dans le stator par le champ de l'armature à celle qui serait induite par le même champ dans le stator, si ce dernier n'avait qu'une encoche par pôle (coefficient d'enroulement relatif à l'induction mutuelle du rotor sur le stator).

Les grandeurs du diagramme (fig. 4) sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} AA &= K'_2 i_2 z_1 x^2 \\ A_1 B &= K'_1 i_1 z_1 \\ A_1 C &= K'_1 i_0 z_1 \\ A'_1 C &= K'_2 i_0 z_2 \\ B'G &= K'_2 i_2 z_2 \\ BC &= c_1 c_{21} v_2 i_2 z_2 \\ B'C &= K'_2 i_2 z_2 \\ A'_1 B' &= c_1 c_{12} v_1 i_1 z_1 \\ CG &= K'_2 i_2 z_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{BC}{B'C} &= \frac{c_2 c_{21}}{K'_2} v_2 \\ \frac{A'_1 B'}{A_1 B} &= \frac{c_2 c_{12}}{K'_1} v_1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Comme, d'après ce qui précède, K'_1 est une mesure dépendant du mode d'enroulement, pour la self-induction du courant d'armature, et c_2 une mesure semblable pour les lignes de force produites par ce même courant, l'expression $\frac{K'_2}{c_2}$ représente une mesure, dépendant du mode d'enroulement, pour l'action du champ d'armature sur l'enroulement d'armature. De même l'expression $\frac{K'_1}{c_1}$ représente une mesure pour l'action du champ du stator sur l'enrou-

lement du stator. Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{K'_1}{c_1} = c_{11} \quad \frac{K'_2}{c_2} = c_{22},$$

où

c_{11} représente le rapport de la force électromotrice réellement induite dans le stator par le champ du stator à la force électromotrice qui serait induite par le même champ dans le stator, si ce dernier n'avait qu'une encoche par pôle.

c_{22} le rapport de la force électromotrice réellement induite dans le rotor à celle qui serait réellement induite si ce dernier n'avait qu'une encoche par pôle.

L'équation 8 peut alors être écrite de la façon suivante :

$$\frac{BC}{B'C} = \frac{c_{21}}{c_{22}} v_2 = v'_2 \quad \frac{A'_1 B'}{A_1 B} = \frac{c_{12}}{c_{11}} v_1 = v'_1 \quad (8 a)$$

et, comme la similitude des triangles $A'B'C$ et ABC donne

$$\frac{A'B'}{AB} = \frac{A'C'}{AC} = \frac{B'C}{BC},$$

on a aussi

$$\begin{aligned} A'B' &= \frac{AB}{v'_2} = \frac{i_1 z_1 (K'_1 + \alpha^2 K'_2)}{v'_2} \\ A'C' &= \frac{AC}{v'_2} \quad CC' = \frac{CC_1}{v'_2} \end{aligned}$$

De plus, d'après l'équation 8

$$A'_1 B' = A_1 B v'_1 = i_1 z_1 v'_1 K'_1$$

d'où

$$\begin{aligned} A'A_1 = A'B' &= i_1 z_1 \left(\frac{K'_1 + \alpha^2 K'_2}{v'_2} - v'_1 K'_1 \right) \\ &= i_1 z_1 \frac{K'_1 (1 - v'_1 v'_2) + \alpha^2 K'_2}{v'_2} \quad (9) \end{aligned}$$

Le nombre d'encoches, en plus de l'influence qu'il a sur les grandeurs des diagrammes désignés dans les équations 7 et 9 a une influence particulière sur la signification du segment CC' dans le diagramme de la figure 4.

Nous pouvons toujours concevoir le segment $A'_1 C$ comme une force électromotrice décalée de 90° sur sa position réelle dans le diagramme, et agissant dans le circuit des balais court-circuités. Alors on doit avoir

$$A'_1 C = K'_2 \cdot 2\pi f \cdot \frac{i''_0 z_2^2}{\rho_2} 10^{-8} \quad (10)$$

Il faut aussi concevoir le segment CC_1 comme

une force électromotrice induite dans le rotor par sa rotation dans le champ produit par les ampères-tours $i_0'' z_2$. On doit donc avoir aussi

$$cc_1 = c_2 4n \frac{i_0'' z_2^2}{\rho_2} 10^{-8} \quad (11)$$

d'où

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{cc_1}{A_1' C} = \frac{n}{f} \frac{1}{\frac{\pi}{2} \frac{K_2}{c_2}} = \frac{n}{f} \frac{1}{\frac{\pi}{2} c_{22}} \quad (12)$$

et comme

$$cc_1 = \frac{1}{v_2'} cc_1',$$

on a aussi

$$\operatorname{tg} \psi' = \frac{CC_1'}{A_1' C} = \frac{1}{v_2'} \cdot \frac{n}{f} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2} c_{22}} \quad (13)$$

D'après notre définition de e_d et e_i nous avons :

$$e_d = i_d w_2 = \frac{BG}{z_2 K_2'} w_2 = c_2 4n \cdot \frac{i_1 z_2^2}{\rho_2} \cdot 10^{-8}$$

$$e_i = i_i w_2 = \frac{CG}{K_2' z_2} w_2 = 2\pi f \frac{A_1' C}{\rho_2} z_2 10^{-8}$$

d'où

$$\frac{n}{f} = \frac{BG}{CG} \cdot \frac{A_1' C}{i_1 z_2} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{c_2}$$

ou comme

$$i_1 z_2 = i_1 z_1 \frac{z_2}{z_1} = \frac{A_1' B'}{v_1' K} \alpha$$

et

$$\frac{BG}{CG} \cdot \frac{A_1' C}{A_1' B'} = \frac{B'H}{HC},$$

on a

$$\frac{n}{f} = \frac{B'H}{HC} \cdot \frac{v_1' K_1}{\alpha} \frac{\pi}{2} \frac{1}{c_2} = \frac{\operatorname{tg}(\delta_K - \delta)}{\alpha} v_1 \frac{c_1 c_{12}}{c_2} \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

De cette équation combinée avec 13 on tire

$$\operatorname{tg} \psi' = \frac{c_1 c_{12}}{c_2 c_{22}} \frac{v_1}{v_2} \frac{1}{\alpha} \operatorname{tg}(\delta_K - \delta) = \frac{K_1'}{K_2'} \frac{v_1}{v_2} \frac{1}{\alpha} \operatorname{tg}(\delta_K - \delta) \quad (15)$$

Si l'on compare à nouveau les segments du diagramme correspondant aux équations 7, 8_a, et 9 avec les segments correspondants du diagramme de la figure 2, on voit que tous ont conservé leur signification physique, mais que l'échelle de mesure a varié, et cela d'une façon différente pour chacun d'eux. La relation entre $\operatorname{tg} \psi'$ et $\operatorname{tg}(\delta_K - \delta)$ n'a varié aussi que comme échelle

de mesure (équation 15). Nos courbes B et C conservent donc leur caractère avec les dispositions d'encoches les plus variées et, pour leur construction, on ne doit tenir compte que de l'équation 15.

Disposition d'encoches la plus favorable. — D'après ce qui précède nous pouvons voir quelle est la disposition d'encoches la plus avantageuse à adopter pour le moteur-série compensé.

L'équation 8_a a montré que le mode d'enroulement ou le nombre d'encoches exerce une influence analogue à celle de la dispersion. Comme nous avons trouvé que la construction du moteur est la meilleure lorsque le produit des coefficients de dispersion primaire et secondaire est maximum, nous pouvons dire aussi que la disposition des encoches la plus avantageuse est celle pour laquelle l'expression

$$v_1' v_2' = \frac{c_{12} \cdot c_{21}}{c_{11} c_{22}} v_1 v_2 \text{ est maxima} \quad (16)$$

De plus nous voyons que, pour un petit décalage, le segment CC₁ et par conséquent $\operatorname{tg} \psi$ doit être le plus grand possible. Si donc nous considérons la valeur de $\operatorname{tg} \psi$ tirée de l'équation 12, nous voyons que pour la disposition la plus avantageuse

$$\frac{1}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{K_2'}{c_2}} = \frac{1}{\frac{\pi}{2} c_{22}} \text{ doit être maximum} \quad (16a)$$

On peut prouver d'une façon tout à fait générale que pour un nombre impair d'encoches ν par pôle

$$c = \frac{1}{2} + \frac{1}{v_2} \quad (17)$$

et pour un nombre pair d'encoches

$$c = \frac{1}{2} \quad (17a)$$

par contre

$$K' = \frac{n^2 + 2}{3n^2}$$

pour des nombres pairs ou impairs d'encoches.

Un calcul simple fait d'après ces formules montre que pour un nombre impair d'encoches la valeur de $\frac{K'}{c}$ varie peu entre $\nu = 3$ et $\nu = \infty$,

et que l'on a approximativement $\frac{K'}{c} = \frac{2}{3}$ pour tous les nombres d'encoches à partir de 3.

Pour un nombre pair d'encoches la valeur de $\frac{K'}{c}$ varie plus et est relativement plus élevée. Comme d'après l'équation 16a il est avantageux de maintenir aussi basse que possible la valeur de $\frac{K'}{c}$, et que d'autre part le nombre d'encoches de l'armature ne doit pas être pris inférieur à 3 par pôle, on peut poser d'une façon générale

$$\frac{K'_2}{c_2} = c_{22} = \frac{2}{3}.$$

La valeur de c_{21} ne peut pas être déterminée d'une façon générale, car elle ne dépend pas seulement du nombre d'encoches de l'armature, mais de celui du stator, et par suite un nombre infini de combinaisons est possible. Nous pou-

vons cependant calculer ces valeurs pour quelques cas limites pour voir quel est environ le nombre d'encoches le plus avantageux.

Pour cela il est nécessaire d'ajouter quelques mots sur le calcul de c_{12} ou de c_{21} et sur la relation entre la dispersion et le nombre d'encoches.

Si un champ a une forme triangulaire pointue (ce qui est le cas lorsque ce champ est produit par un enroulement très divisé) le rapport de la force électromotrice réellement induite par ce champ dans un enroulement donné également réparti dans un nombre impair ν d'encoches à la force électromotrice qui serait induite par ce même champ dans ce même enroulement s'il n'y avait qu'une encoche par pôle est :

$$c'_g = \frac{2}{3} + \frac{1}{3\nu^2}.$$

	N° 1		N° 2		N° 3		N° 4	
	stator	rotor	stator	rotor	stator	rotor	stator	rotor
ν	∞	∞	1	∞	1	∞	∞	∞
Forme du champ	triangulaire	triangulaire	rectangulaire	triangulaire	rectangulaire	triangulaire	triangulaire	triangulaire
Largeur de la bobine Division polaire	1	1	1	1	1/2	1	1/2	1
c_{11}	2/3		1		1		2/3	
c_{22}		2/3		2/3	2/3		2/3	
C_{12}	2/3		1/2		3/4		5/6	
C_{21}	2/3		1		3/4		5/12	
$\frac{c_{12}c_{21}}{c_{11}c_{22}}$	1		0,75		0,844		0,78	
$\frac{\nu_1^0}{\nu_1} \ll$	1		0,87		0,87		0,9	
$\frac{c_{12}c_{21}}{c_{11}c_{22}} \cdot \frac{\nu_1^0}{\nu_1}$	1		0,65		0,73		0,7	

Si au contraire le champ inducteur a la forme d'un rectangle (ce qui est le cas lorsqu'il est produit par un enroulement placé dans une seule encoche par pôle) il induit dans un enroulement donné, également réparti dans un nombre impair ν d'encoches, une force électromotrice dont le rapport à la force électromotrice qui serait induite par le même champ dans le même enroulement s'il n'y avait qu'une encoche par pôle est :

$$c''_g = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\nu^2} \quad (18 a)$$

De plus, la dispersion d'un enroulement est, comme on le sait, d'autant plus grande que ce dernier est moins divisé. Nous devons donc introduire encore un coefficient $\frac{v_1^0}{v_1}$ exprimant le rapport du facteur de dispersion d'un mode d'enroulement donné à celui qui aurait le même enroulement réparti dans un nombre infini d'encoches et dans lequel la largeur d'une bobine serait égale à une division polaire. La disposition la plus favorable des encoches est donc celle pour laquelle l'expression

$$\frac{C_{12}}{C_{11}} \cdot \frac{C_{21}}{C_{22}} \cdot \frac{v_1^0}{v_1} \text{ est maxima} \quad (16')$$

Le rapport $\frac{v_1^0}{v_1}$ est pris à l'estime. Le tableau suivant indique quelques cas limites.

Ce tableau montre que la disposition d'encoches la plus avantageuse est la disposition également répartie, pour laquelle la largeur des bobines égale la division polaire : toutes les autres dispositions sont assez mauvaises, et la pire d'entre elles est celle à pôles séparés.

O. A.

DIVERS

Sur le degré d'inflammabilité des conducteurs souples sous caoutchouc et leur inflammation par le courant électrique. Herzog et Feldmann. *Electrotechnische Zeitschrift*, 17 mars.

Une série d'essais faits dans ces dernières années sur l'échauffement des conducteurs électriques installés a conduit à un certain nombre de prescriptions réglementaires propres à assurer la sécurité des installations. Il est donc intéressant de connaître les résultats d'expérience sur le degré d'inflammabilité du caoutchouc et

sur les dangers d'inflammation par suite de court-circuit que présentent les conducteurs souples dans lesquels il est employé comme isolant.

Les essais ont porté sur un câble souple fait pour les endroits secs et pour une tension de 125 volts. Chacun des deux conducteurs du câble était formé par 24 fils fins de cuivre de 0,2 mm de diamètre. La section du cordon double était donc de $2 \times 0,75 \text{ mm}^2$. L'isolement était constitué par un guipage de coton, une conche de para et deux guipages de coton et de fil. Ce câble souple remplissait les conditions du règlement allemand au point de vue de l'isolement mais non pas au point de vue de la constitution du câble, car le minimum de diamètre imposé pour les fils constituant le toron est 0,3 mm.

La courbe A de la figure 1 montre l'accroissement de température du câble pour une charge de 20 ampères ; quatre minutes après le moment de la mise en circuit, l'élévation de température atteignit 70°. La courbe B est relative à un essai à 25 ampères ; l'élévation de température observée atteignit au bout de quatre minutes une valeur presque double de celle de l'essai précédent. Avec 30 ampères, une surélévation de température de 150° fut atteinte au bout de deux minutes (courbe C). Enfin, avec 35 ampères l'élévation de température s'éleva à 200° au bout de 2 minutes 15 secondes : l'intensité du courant fut alors réduite à 32 ampères pour éviter l'inflammation du câble ; la température s'éleva à 240° C au bout d'une minute et le câble devint incandescent. L'intensité du courant ayant été ramenée à 35 ampères, le câble prit feu après un nouvel intervalle de trente secondes. L'élévation de température fut déterminée par la mesure de l'accroissement de résistance électrique en adoptant pour coefficient de température le chiffre constant de 0,004.

Les prescriptions en vigueur en Allemagne tolèrent pour des conducteurs de 0,75 mm de section une charge maxima permanente de 4 ampères, qui provoque une élévation de température du conducteur de 10° supérieure à la température ambiante. Les coupe-circuits fusibles doivent être calculés de telle façon que l'intensité de courant provoquant la fusion soit double de l'intensité de courant maxima admise, soit

donc 8 ampères dans le cas présent, et que le plomb fonde au bout de deux minutes sous l'action de ce courant. Le plomb de 4 ampères fondant à 8 ampères au bout de deux minutes, les résultats de nos mesures (courbes A à D) montrent que le câble ne peut pas prendre feu, même pour une intensité quatre fois plus considérable. Il est donc absolument faux de croire que le courant passant dans une canalisation

lors d'un court-circuit est capable de mettre le feu à l'isolant du conducteur sur toute sa longueur.

Mais les résultats sont tout différents si nous envisageons l'inflammabilité locale. Quand, par exemple, quelques-uns des fils de cuivre de l'âme percent l'isolant d'un câble souple et provoquent ainsi un arc dont l'entretien n'exige qu'une très faible intensité de courant, le danger

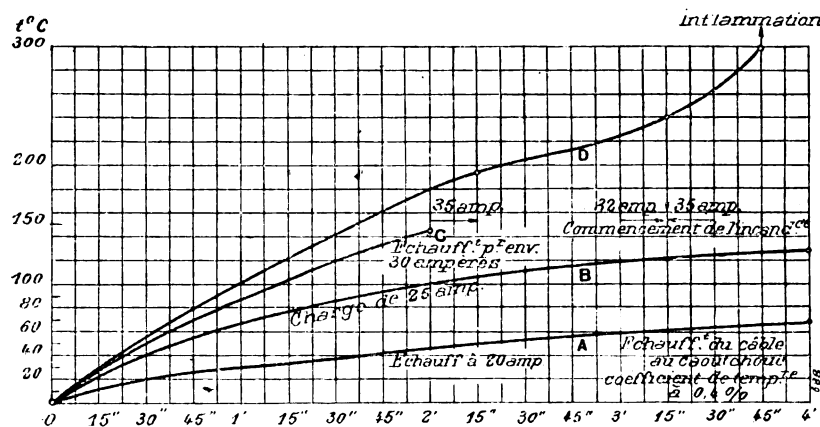


Fig. 1.

est réel, car les fusibles réglementaires ne fondent pas et la canalisation prend feu à l'endroit où se produit cet accident. On ne peut éviter ce danger qu'en employant d'excellents câbles souples et en les posant avec la plus grande attention. Il doit être expressément défendu de fixer les fils aux murs par des clous ou par une gaine de soie clouée. Le règlement allemand prescrit avec raison de placer la canalisation dans des tubes partout où elles sont à proximité d'étoffes inflammables.

B. L.

Sur une prise de terre constituée par les rails de chemin de fer. A. Frey. *Electrotechnische Zeitschrift*, 17 mars.

Dans les chemins de fer de montagne ou dans les régions pauvres en eau, il est souvent très difficile et très coûteux d'établir des prises de terre constamment bonnes pour les circuits des signaux et des télégraphes. Souvent des pierres et des rochers empêchent l'installation de plaques de terre, ou bien l'eau ne peut être trouvée qu'à de grandes profondeurs. Lorsque la plaque de terre est placée dans une source, la chaleur

ou le froid persistant rendent la prise de contact insuffisante et il en résulte des perturbations dangereuses dans l'exploitation.

Au chemin de fer du Gothard ces inconvé-

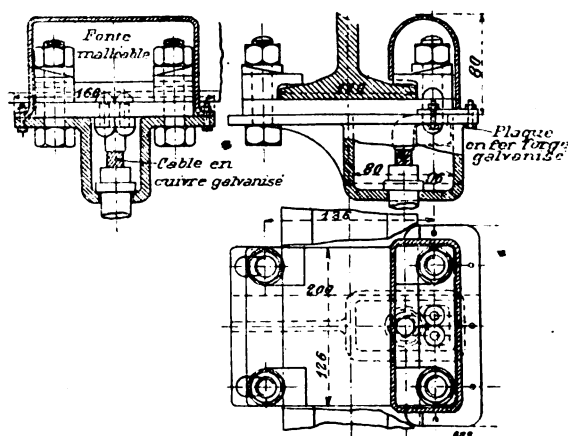


Fig. 1.

nients se faisaient fréquemment sentir dans les étés chauds ou dans les hivers froids. On fit alors des essais d'après lesquels il fut prouvé qu'une solide jonction avec les rails suffirait

parfaitement pour assurer une bonne prise de terre.

Le dispositif employé depuis 1901 est représenté en détail dans la figure 1 et en totalité dans la figure 3. La figure suffit pour faire comprendre amplement les particularités de l'appareil qui offre les avantages suivants :

1° La surface de contact est considérable.

2° Il est inutile de percer les rails. Tout l'appareil peut être assemblé à l'usine et sa mise en place n'exige le serrage de quelques écrous et boulons. Il faut toutefois veiller à ce que la partie supérieure du rail soit bien propre.

3° Le fil de terre ne peut pas être endommagé par le travail de l'infrastructure, puisqu'il est enfoncé sur une longueur de 680 mm dans un tube de fer galvanisé.

4° Le câble de cuivre galvanisé de 28 à 30 mm² est soudé dans une cosse fixée à une plaque en fer forgé par deux rivets de cuivre. Ce câble est

enroulé en hélice pour permettre les flexions de la voie.

5° Une caisse en fonte malléable protège l'appareil. Ce dispositif est placé depuis 1901 en

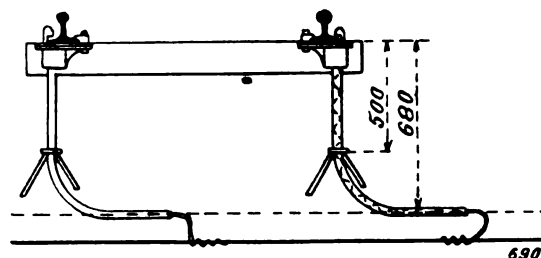


Fig. 2.

plusieurs points du chemin de fer du Gothard et n'a nécessité jusqu'à présent aucune réparation. Aucune perturbation ne s'est produite dans le fonctionnement des appareils électriques.

E. B.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES.

Séance du 14 mars 1904.

Sur la valeur de l'énergie mise en jeu dans une antenne réceptrice à différentes distances. Note de M. C. Tissot, présentée par M. LIFFMANN ⁽¹⁾.

« En apportant quelques perfectionnements aux dispositifs que nous avons signalés, nous avons réussi à obtenir un bolomètre, détecteur d'ondes électriques, d'une sensibilité notablement plus grande que celle de l'appareil que nous avons employé.

» Les principaux perfectionnements ont consisté à remplacer le fil de 20 μ à 25 μ par du fil de 10 μ à 12 μ de diamètre, et à disposer les branches bolométriques dans une enceinte à vide qui les isole parfaitement au point de vue thermique. La sensibilité de l'appareil a permis de substituer au galvanomètre Broca-Carpentier un galvanomètre d'Arsonval de sensibilité moyenne bien moins délicat.

⁽¹⁾ Voir *Ec. Electrique*, t. XXXVIII, p. 66. C. R. de la séance du 23 novembre 1903.

» On peut facilement obtenir, avec ce dernier galvanomètre, des déviations d'une centaine de divisions (divisions de 1 mm, échelle à 1 m) pour des émissions faites à une dizaine de kilomètres de distance. L'amortissement notable du galvanomètre rend les mesures très faciles et en accroît la précision.

» Les émissions que nous avons comparées étaient produites par système direct. On s'attachait à maintenir aussi invariable que possible les conditions de l'émission : wattage du courant d'excitation, longueur de l'étincelle, vitesse de l'interrupteur.

» Les observations se composaient de séries d'émissions suffisamment prolongées pour donner un régime permanent dans le bolomètre, c'est-à-dire une déviation fixe du galvanomètre du pont. Les moyennes que nous avons acceptées portent sur une trentaine d'observations d'émissions consécutives et les valeurs individuelles ne s'écartent pas de plus de 2 p. 100 les unes des autres.

» 1° *Comparaison d'émissions à différentes distances.* — Cette comparaison a pu être faite

à l'aide d'un poste installé sur un bâtiment qui occupait divers mouillages. Les antennes d'émission et de réception, sensiblement identiques de forme et de longueur, étaient multiples (à 4 branches parallèles et avaient environ 55 m de longueur.

» Les étincelles d'émission avaient une longueur de 5 cm. Le poste mobile se trouvant à la distance de 8 900 m, on obtenait une déviation moyenne et permanente de 40 divisions du galvanomètre pour un courant total de 27,5 milli-ampères dans le pont.

» A la distance de 1 150 m, et pour des émissions identiques, on obtenait la même déviation moyenne de 40 divisions en réduisant la valeur du courant total à 0,45 milli-ampère.

» Les déviations se trouvant ainsi ramenées dans l'observation à la même valeur, le rapport des sensibilités du bolomètre, qui est égal à $\frac{27,5}{0,45} = 61$, représente aussi le rapport des quantités moyennes d'énergie reçue.

» L'énergie reçue à 1 150 m est donc 61 fois plus grande qu'à 8 900 m. Or, on peut remarquer que le rapport des distances $\frac{8\,900}{1\,150} = 7,75$, nombre dont le carré est égal à 60.

» L'énergie reçue varie donc bien vraisemblablement en raison inverse du carré des distances.

» 2° *Valeur absolue de l'énergie mise en jeu dans le bolomètre.* — Le bolomètre utilisé est disposé schématiquement comme l'appareil de Rubens, c'est-à-dire que chacune des branches de fil fin est constituée par un système de quatre fils rectilignes formant un pont de Wheatstone p .

» L'antenne et la terre sont reliées respectivement aux extrémités de l'une des diagonales de ce pont p , tandis que l'autre diagonale est reliée au pont principal P.

» Cette disposition un peu compliquée et que nous avons abandonnée avec avantage dans les appareils sensibles dont il a été question ci-dessus, devient indispensable pour obtenir une mesure précise en valeur absolue.

» Le procédé employé pour opérer la mesure consiste, en effet, à enregistrer la déviation permanente du galvanomètre du pont principal P sous l'action des ondes reçues, puis à remplacer l'antenne et la terre par les pôles d'une source électrique convenable capable de fournir dans

le pont p un courant continu donnant la même déviation au galvanomètre du pont principal.

» Le succès de la méthode repose uniquement sur l'équilibre parfait du pont p . Il faut, en effet, que le dérèglement de l'équilibre du pont P soit produit uniquement par l'effet thermique développé dans le pont p . Aussi a-t-on ajouté à ce pont p un dispositif de réglage très précis, sorte de petit pont à corde constitué par un gros fil à faible coefficient de variation, qui permet de réaliser exactement les conditions voulues.

» On s'aperçoit que ces conditions sont réalisées lorsque les déviations du galvanomètre du pont P sont égales et de même sens quand on inverse le courant auxiliaire dans le pont p .

» Les mesures ont été opérées à la distance de 1 150 m dans les conditions précédemment énoncées, c'est-à-dire avec étincelles de 5 cm.

» La déviation moyenne du galvanomètre sous l'effet des émissions était de 65,5 divisions.

» La même déviation de 65,5 divisions était produite par un courant continu de 8,29 milli-ampères dans le pont p (valeur mesurée directement). On peut en inférer que l'effet thermique produit dans le bolomètre par un courant continu de 8,29 milli-ampères est le même que celui qui est dû au courant induit, reçu par l'antenne.

» Le nombre des interruptions était en moyenne de 12 à la seconde.

» La valeur de ce qu'on peut appeler l'*intensité efficace* du courant reçu par l'antenne pour une émission unique serait égale, dans les conditions de l'expérience, à 0,69 milli-ampère. Comme la résistance de la branche du bolomètre, c'est-à-dire la résistance réduite du pont p , est de 17,5 ω , la quantité d'énergie mise en jeu dans le bolomètre est équivalente à

$$\frac{17,5 \cdot 0,69^2}{10^6} = \frac{8,3}{10^6}$$

joules par seconde.

» La puissance est beaucoup plus considérable, car la durée totale de l'oscillation amortie qui prend naissance dans l'antenne réceptrice est comprise entre 10^{-3} et 10^{-4} seconde.

» Les déterminations de période que nous avons faites au miroir tournant permettent d'ailleurs d'en fixer assez approximativement la valeur. »

Séance du 21 mars 1904.

Etude et comparaison des procédés de réduction de l'hystérésis magnétique. Note de M. Ch. Maurain, présentée par M. Mascart.

« Lorsqu'on fait agir sur un noyau magnétique un champ magnétique croissant puis décroissant, les deux courbes représentant l'intensité d'aimantation en fonction du champ sont différentes; on peut, en faisant intervenir des actions de diverses natures, obtenir la même courbe à champ croissant ou à champ décroissant. M. Ewing a obtenu ce résultat par des chocs, MM. Gerosa et Finzi par la circulation continue d'un courant alternatif dans la tige étudiée, MM. Franklin et Clarke en faisant agir, après chaque variation du champ magnétisant, un champ alternatif de même direction et d'amplitude décroissante ⁽¹⁾. J'ai pu l'obtenir aussi par l'action d'un champ magnétisant oscillant (fréquence 10^6 à 10^7) de même direction que le champ magnétisant et par celle d'un courant oscillatoire parcourant le noyau. J'ai étudié en détail chacun de ces procédés de réduction de l'hystérésis et j'en ai comparé l'action sur les mêmes échantillons.

« Lorsqu'on emploie l'un des procédés électromagnétiques de réduction, il faut, pour que la courbe unique (à champ croissant ou décroissant) fournie par l'appareil d'observation soit bien définie, faire agir ce procédé à intensité décroissante; en effet, chacun de ces procédés revient à superposer au champ magnétisant un champ auxiliaire (alternatif ou oscillant, longitudinal ou transversal); l'aimantation varie constamment sous l'action du champ résultant, et l'appareil de mesure (un magnétomètre) indique seulement une moyenne. Si l'on fait agir constamment l'action réductrice, on retrouve la même valeur moyenne quand le champ magnétisant passe par une valeur donnée en croissant ou en décroissant, mais la courbe unique ainsi obtenue n'a pas de signification précise.

« D'ailleurs, l'expérience montre que, pour

qu'une des actions électromagnétiques conduise à une courbe unique, il faut qu'elle atteigne une certaine amplitude (ces amplitudes, dépendant de la nature de l'échantillon, seront indiquées dans un Mémoire plus étendu).

» Il faut donc, pour l'application correcte d'une de ces actions réductrices, la faire agir, après chaque variation du champ magnétisant, d'abord avec une amplitude supérieure à l'amplitude nécessaire pour la réduction complète, puis en réduisant progressivement cette amplitude jusqu'à 0°. A mesure qu'on réduit l'amplitude, l'indication du magnétomètre augmente et arrive à une limite bien déterminée pour chaque valeur du champ magnétisant (et, comme on le verra plus loin, pour chaque procédé de réduction). La courbe de MM. Franklin et Clarke est ainsi correcte, tandis que celles de MM. Gerosa et Finzi ne correspondent pas à des conditions définies.

» L'emploi d'un champ alternatif décroissant (A) permet d'obtenir une courbe unique avec des noyaux de fer ou d'acier, et la localisation superficielle étant peu prononcée (fréquence 70 à 90), ce procédé peut s'appliquer à des tiges assez épaisses; l'action réductrice d'un courant alternatif décroissant parcourant le noyau (B) nécessite un courant intense pour les substances autres que le fer doux; celle d'un champ oscillant d'amplitude initiale décroissante (C) et celle d'un courant oscillatoire décroissant (D) sont très énergiques et réussissent même avec l'acier trempé, mais elles ne sont applicables qu'aux échantillons minces, à cause de la localisation superficielle.

» Après avoir précisé les conditions d'emploi de ces procédés de réduction, j'en ai comparé les résultats en les appliquant à un même échantillon maintenu fixe par rapport au magnétomètre et à la bobine magnétisante; pour chacun des échantillons étudiés ainsi (fils de fer, fils d'acier, ressorts pour chronomètres, dépôt électrolytique de fer), je déterminais la courbe hystérétique ordinaire, puis, dans un ordre quelconque, les courbes A, B, C, D, puis de nouveau la courbe ordinaire, pour m'assurer que les propriétés magnétiques du noyau n'avaient pas été altérées d'une manière sensible par ces traitements. Je vérifiais ensuite les résultats obtenus par des expériences d'un autre genre: maintenant fixe une certaine valeur du champ magné-

⁽¹⁾ EWING, *Phil. Trans. Roy. Soc.*, 1885, p. 564. — GEROSA et FINZI, *Rendiconti del R. Istituto Lombardo*, t. XXIV, 1891, p. 677. — FRANKLIN et CLARKE, *Phys. Review*, t. VIII, 1899, p. 304. — Ces expériences n'ont porté que sur du fer doux, et dans aucune d'elles on a comparé les résultats obtenus par deux des procédés.

tisant, j'appliquais successivement les différents procédés de réduction.

» Le résultat général est que les courbes A, B, C, D correspondant à un même noyau magnétique ne coïncident pas; elles ont le même aspect, c'est-à-dire montent rapidement à partir de l'origine et n'ont pas de point d'inflexion, mais sont nettement différentes; elles s'échelonnent dans le même ordre pour tous les échantillons étudiés: la plus élevée est C; peu au-dessous est D; puis vient B et enfin A. Les différences relatives sont grandes pour les faibles valeurs du champ (10 à 20 p. 100 ou même davantage pour certains échantillons) et s'atténuent à mesure que l'aimantation s'approche de la saturation. Pour certains fils de fer seulement B et A sont sensiblement confondues, C et D restant très nettement au-dessus.

» S'il est très facile de réduire l'aimantation rémanente par un choc, il est au contraire très difficile d'obtenir par des actions mécaniques une courbe unique d'aimantation pour un noyau maintenu en place dans une bobine; MM. Franklin et Clarke n'y sont pas parvenus, et je n'ai trouvé que dans le travail cité de M. Ewing l'indication d'une courbe à peu près réversible obtenue dans ces conditions. Pour moi, après avoir essayé un grand nombre d'échantillons, j'ai obtenu pour deux tiges de fer doux seulement (diamètres 2,4 mm et 1,5 mm) une réduction à peu près complète de l'hystérésis par des chocs; les courbes obtenues à champ croissant et décroissant sont confondues pour les valeurs du champ supérieures à 15 ou 18 gauss, et ne laissent entre elles, pour les valeurs plus faibles qu'un très petit espace; les actions électromagnétiques oscillantes ne donnaient ici qu'une réduction incomplète, à cause de l'épaisseur des tiges, mais j'ai pu obtenir les courbes A et B bien réversibles. Pour les deux tiges, B est nettement différent de A et au-dessus; d'ailleurs A coïncide avec la courbe obtenue par actions mécaniques sur la partie réversible de celle-ci et s'intercale exactement entre les deux branches très rapprochées de cette courbe pour les valeurs plus faibles du champ. On peut donc dire que pour ces deux tiges la réduction de l'hystérésis par l'action d'un champ alternatif décroissant ou par des actions mécaniques conduisent aux mêmes valeurs limites de l'aimantation, mais il reste vrai pour ces tiges comme pour tous les

échantillons étudiés que tous les procédés de réduction de l'hystérésis ne conduisent pas aux mêmes valeurs limites.

» *En résumé*, les molécules d'une substance magnétique peuvent, sous l'action d'un champ magnétique donné, prendre plusieurs positions d'équilibre bien définies, auxquelles les amènent les actions étudiées ici, chaque position d'équilibre correspondant à une certaine valeur de l'intensité d'aimantation. Ces résultats accusent une grande complexité dans les phénomènes d'hystérésis magnétique et rendent bien douteuse, au moins pour les substances magnétiques ordinaires, la possibilité d'une définition expérimentale d'une courbe normale d'aimantation. »

AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

La construction pratique des alternateurs au point de vue économique W.-L. Waters. Transactions of Am. Inst. of El. Eng., t. XX, p. 896-920.

Les Américains définissent volontiers un ingénieur comme un homme qui peut faire pour un dollar ce que le vulgaire ne peut faire que pour deux dollars; aussi l'auteur estime-t-il que le meilleur constructeur est celui qui construit la machine la moins coûteuse qui remplisse l'objet auquel elle est destinée.

Au point de vue économique, l'alternateur à inducteurs mobiles est généralement plus avantageux; l'induit mobile convient seulement aux hautes fréquences et aux basses tensions; l'alternateur polaire s'applique surtout aux petites unités à grande vitesse; l'induit à disque sans fer convient aussi aux hautes fréquences; mais aucun de ces types ne saurait se substituer dans l'emploi général des alternateurs, à la machine à inducteurs mobiles.

Ce type a été introduit dans la pratique par Brown et Boveri, en 1892, et n'a pas été grandement modifié depuis.

En 1893, de Ferranti établit un alternateur du même type. Ce qui distingue ces deux alternateurs, c'est que le premier comprend une carcasse d'induit très légère et très bien ventilée par les conducteurs en mouvement grâce aux nombreuses ouvertures ménagées à sa surface; cette légèreté obligea à renforcer la construction au moyen de tirants plus ou moins disgracieux; l'alternateur Ferranti possède, au con-

traire, une carcasse d'induit pleine, sur laquelle ont été copiés les types américains ; avec l'erreur d'enfermer complètement les extrémités des bobines ou d'en faire un enchevêtrement très serré, aux dépens de la ventilation dont l'importance a été longtemps méconnue en Amérique. Aussi le développement de la construction des alternateurs y a-t-il été relativement lent, jusqu'à ce que l'on ait adopté la séparation des connexions terminales par des intervalles d'air et ménagé de nombreuses ouvertures sur les couronnes latérales et au fond de la carcasse. D'autres intervalles ont été ménagés dans les noyaux feuilletés, de façon que l'air puisse les ventiler et s'échapper radialement. L'élévation de température s'est abaissée par ces modifications de 45° à 25° ; à tel point que l'on a plus à se préoccuper dans le calcul des machines que du rendement et de la chute de tension.

Dans l'établissement d'une machine, on a le choix entre un induit petit et long, ou un autre de grand diamètre et de faible longueur. Dans le premier type, les inducteurs seront très serrés et la surface latérale est seule disponible pour le refroidissement ; dans le second type au contraire, les pôles seront plus espacés, toute la surface des bobines peut rayonner la chaleur, et comme la vitesse périphérique y est généralement plus grande, le refroidissement n'en sera que plus énergique. Cette machine exigera toutefois une carcasse plus lourde et plus difficile à manipuler ; mais les dépenses de ce chef sont largement compensées par la supériorité du rendement.

En ce qui concerne les conditions électriques la maison à laquelle appartient l'auteur a adopté les spécifications suivantes :

Élévation de température de 30° C à charge normale continue ; élévation de 45° C avec surcharge de 50 p. 100 pendant deux heures ; chute de tension de 5 à 7 p. 100 suivant la puissance de la machine ; garantie d'un courant de surcharge continu, sans accident, de 50 p. 100. avec un facteur de puissance = 0.

C'est l'expérience qui intervient surtout pour déterminer ensuite le diamètre de la machine, l'induction dans le fer, la densité de courant, la largeur des faces polaires, l'entrefer, etc. Ces données seront déterminées après quelques essais.

Le rendement de la machine dépend pratique-

ment des pertes dans le fer et dans le cuivre ; pour ces derniers, on compte de 1 à 2 p. 100 ; mais elles dépendent aussi de la chute de tension admise, dont elles ne doivent former qu'environ le tiers. La densité de courant varie en pratique de 1,85 à 4,65 ampères par millimètre carré. Quant aux inductions dans le fer, elles varient peu, car les inductions les plus économiques ne dépendent que très peu de la vitesse.

La détermination de la largeur des pièces polaires est une question d'appréciation ; si l'arc sous-tendu est grand par rapport au pas polaire (70 p. 100), le facteur de forme est diminué, le flux total de la machine croît et les inducteurs sont plus lourds.

D'autre part, il y a plus de dents pour le passage du flux, et pour une induction donnée dans les deux, la longueur axiale de la machine sera plus faible, mais les tôles seront plus longues radialement, et le seul avantage consistera entre une longueur moyenne des spires induites un peu plus faible. Des pièces polaires larges entraînent des dispersions magnétiques plus grandes et de plus grandes difficultés pour la mise en parallèle ; aussi, est-il avantageux de ne pas dépasser pour cette largeur 55 à 65 p. 100 du pas polaire.

L'entrefer est déterminé par la considération de chute de tension qui dépend, en gros, du rapport des ampères-tours induits aux ampères-tours d'entrefer. Pour traiter théoriquement et à fond chaque type de machines, il faut recourir à tant d'hypothèses que les résultats ne présentent que peu de garanties d'exactitudes ; ce qu'il y a de plus sûr et de plus simple, c'est de calculer un certain nombre de cas simples, d'en déduire une idée de la méthode à suivre pour la construction, et, en se basant sur un certain nombre d'essais, d'en tirer une méthode empirique pour évaluer la chute de tension.

D'une façon générale, un alternateur doit être étudié, au point de vue de la chute de tension pour $\cos \varphi = 0$ si l'on veut éviter des surprises provenant de l'augmentation de la dispersion aux fortes charges inductives. Si ce coefficient de dispersion est déjà élevé à vide, et si l'induction magnétique est forte au début, il est à craindre que la courbe de magnétisme en charge s'aplatisse très rapidement, et qu'on ne puisse maintenir le voltage pour un $\cos \varphi$ faible. En général, si le coefficient de dispersion est supérieur à 1,3

à vide et la densité magnétique voisine de 15 000, on ne saurait trop prendre de précautions dans le calcul de la chute de tension.

Pour des charges non-inductives, la longueur de l'entrefer influe moins sur la chute de tension, aussi les machines destinées à l'éclairage ou aux commutatrices peuvent-elles être établies avec un entrefer plus faible et une dispersion plus réduite.

Contrairement à la pratique européenne, les machines américaines, par suite du développement restreint des moteurs asynchrones, sont construites avec des chutes de tension garanties plutôt pour des charges non inductives, mais l'auteur condamne cette manière de faire, en se basant sur ce que la charge d'un alternateur, qu'elle consiste en lampes à arc, transformateurs, convertisseurs, moteurs synchrones ou asynchrones, est toujours, plus ou moins inductive et la chute de tension est aisément doublée pour un $\cos \varphi = 0,95$. Dans le cas seul de commutatrices formant la charge exclusive de l'alternateur, peut-on se baser sur un $\cos \varphi = 1$, et encore cette remarque ne s'applique-t-elle pas à des commutatrices compoundées connectées à des lignes à réactance appréciable et démarrant avec le courant alternatif.

Il est très difficile de mesurer la chute de tension avec un $\cos \varphi = 1$; tandis qu'avec de faibles facteurs de puissance, il suffit de faire débiter l'alternateur sur une seconde machine fonctionnant comme moteur synchrone; on modifie l'excitation sur l'une et l'autre, jusqu'à ce que l'on obtienne le débit normal à pleine tension; le $\cos \varphi$ sera très faible et peut être pris $= 0$.

Un alternateur où la chute de tension est calculée pour un facteur de puissance $= 1$, est évidemment plus économique; l'auteur attribue à ce fait le grand nombre d'alternateurs construits aux Etats-Unis et présentant des chutes de tensions inadmissibles, aux charges inductives. Les alternateurs modernes ont des chutes de tension de 7 p. 100 pour $\cos \varphi = 1$ et de 22 p. 100 pour $\cos \varphi = 0,80$, mais une construction plus

rationnelle conduirait à des chutes de tension, de 6 et 12 p. 100 respectivement, le rendement serait réduit de 0,75 p. 100 environ, et le prix augmenté de 10 p. 100; mais une telle machine conviendrait à un usage plus général et pourrait certainement être vendue plus cher. Ce résultat s'obtiendra en poussant la saturation des noyaux inducteurs, toutes choses égales d'ailleurs.

Dans un alternateur de puissance donnée, la saturation des inducteurs suppose une augmentation de prix; elle entraîne une chute de tension satisfaisante, si l'on prévoit, en même temps un grand entrefer. Cette mesure augmente la dispersion; et les machines à grand entrefer et à inducteurs saturés sont des plus difficiles à construire. A défaut d'expérience dans ce genre de machines, le constructeur suivra sagement le conseil qui fut donné à l'auteur à ses débuts et consistant à mettre le plus de fer et le plus de cuivre possible dans les inducteurs. Cette méthode ne donnera pas de surprise; seulement l'expérience finira par y faire découvrir un gaspillage de matériaux de 20 p. 100 trop élevé.

La réduction de la dispersion s'obtiendra surtout en augmentant le pas polaire et en diminuant la hauteur des noyaux inducteurs. On augmente de cette façon le diamètre de la machine et le poids de la carcasse. D'autre part, la surface rayonnante des noyaux décroît, l'épaisseur de l'enroulement augmente ainsi que la longueur des spires, mais la réluctance est réduite. La vitesse périphérique plus grande compense l'infériorité du rayonnement et c'est l'augmentation du poids de cuivre qui limite l'aplatissement des inducteurs.

Pratiquement, on pourra réduire cet aplatissement à 1 cm par 600 ampères-tours à pleine charge, sans élever le coefficient de dispersion au delà de 1,25.

L'auteur applique ces quelques considérations à un exemple et considère un alternateur de 750 kilowatts, 60 périodes, 100 tours par minute 72 pôles, 2 200 volts; avec les données complémentaires suivantes :

	A	B	C
Diamètre intérieur de l'induit.	525 cm	406 cm	525 cm
Longueur du noyau d'induit	17,1 "	34,2 "	17,1 "
Pas.	22,8 "	17,7 "	22,8 "
Entrefer	0,8 "	0,65 "	0,8 "
Vitesse périphérique, mètre par seconde.	29,5 "	23 "	29,5 "
Encoches par pôle.	6 "	6 "	6 "
Spikes par bobine	5 "	3 "	4 "

	A	B	C
	Circulaire	Rectangulaire	Circulaire
Section du noyau inducteur	17 000	14 700	17 000
Induction dans ce noyau, B.	7	6,8	5,6
Chute de tension p. 100 pour $\cos \varphi = 1$	15,5	16	10
» » $\cos \varphi = 0,8$	24	25	16
» » $\cos \varphi = 0$	12 500	8 500	17 000
Pertes RI^2 dans les inducteurs, watts	10 700	7 250	12 000
» RI^2 dans l'induit	15 200	24 000	19 300
Pertes dans le fer.	95,1	95	94
Rendement p. 100	15°	16°	26°
Élévation de température : inducteurs, deg. C	22°	30°	26°
» induit	820	1 725	1 090
Poids de cuivre des inducteurs kgr.	645	2 040	809
» des noyaux kgr.	6 350	5 800	7 360
» de l'étoile kgr.	648	545	368
» de cuivre dans l'induit kgr.	2 500	3 400	3 000
» des tôles d'induit kgr.	10 000	8 200	10 000
» de la carcasse kgr.	8 225	10 750	8 550
Prix des matériaux frs			

Rendement à pleine charge 95 p. 100; chute de tension de 7, 16 et 25 p. p. 100 pour $\cos \varphi = 1, 0,8$ et 0, respectivement; élévation de température pour $\cos \varphi = 1$, dans l'induit 30° C, dans les inducteurs 20° C, pour tenir compte de l'excitation supplémentaire aux charges inductives.

L'auteur en déduit trois types : le premier A à grand diamètre et noyaux inducteurs cylindriques et saturés; le second B à faible pas polaire, noyaux non saturés et à enroulements pyramidaux; le troisième type C à un induit un peu plus réduit que A, et possède une chute de tension moindre aux faibles facteurs de puissance, mais aux dépens du rendement.

Le tableau ci-dessous renferme les principales données de construction.

Ces chiffres montrent, qu'une machine économique doit posséder des inducteurs puissants et saturés, un pas modérément élevé, et un entrefer aussi grand que le permet une dispersion raisonnable.

Il est presque impossible de construire une machine économique de faible puissance avec un grand nombre de pôles, qui détermine le diamètre; comme on ne peut réduire la longueur axiale de l'induit au-dessous de 12 à 15 cm, le prix est loin de diminuer comme la capacité de la machine.

D'une manière générale, si la capacité est inférieure à 10 kilowatts par pôle, le prix atteint des proportions inadmissibles; une machine où la longueur de l'induit est à peu près égale au pas conduit à la construction la plus économique ce qui explique qu'avec des fréquences de 60 pé-

riodes pour les petites machines, et de 120 à 130 pour les autres, l'entraînement par courroie est préféré, l'économie de ce chef atteint près de 50 p. 100. En Europe, où l'on emploie plus souvent 50 périodes, l'alternateur est directement accouplé à une machine à faible vitesse, les inducteurs sont simplement boulonnés sur la jante du volant; les avantages de ce type le font peu à peu introduire aux Etats-Unis.

Plus récemment, l'emploi des turbines a acquis une faveur justifiée; le diamètre des alternateurs a été augmenté pour réduire la longueur et l'on a atteint des vitesses périphériques de 60 à 75 m par seconde. Les principales difficultés créées par ces grandes vitesses tiennent surtout à la protection de l'isolation des enroulements inducteurs, et à l'équilibrage parfait du rotor afin d'éviter les trépidations. La bonne ventilation permet d'augmenter la densité de courant de l'induit; le pas polaire et les ampères-tours induits étant élevés, les inducteurs sont très puissants et l'entrefer grand; la capacité de la machine est limitée autant par la dispersion, que par la difficulté d'obtenir une section de noyau, inducteur suffisant pour le passage du flux nécessaire.

On conçoit aisément l'importance qu'acquiert pour l'économie de telles machines, les soins apportés à la construction.

En résumé, les traits caractéristiques du progrès accompli dans la construction des alternateurs consistent en une meilleure ventilation et un accroissement de la puissance des inducteurs. En 1893, on travaillait sur des inductions, dans l'entrefer, de 4 000 à 4 700, et des inducteurs à

3 500 et 4 000 ampère-tours par pôle à pleine-charge ; actuellement, ces inductions dans l'entrefer atteignent de 9 500 à 11 000 Gauss ; les inducteurs des alternateurs actionnés par courroie ou directement possèdent fréquemment 20 000 ampères-tours par pôle, et de double se rencontre dans les turbo-alternateurs. La capacité a été quadruplée dans cette période le fonctionnement a été considérablement amélioré et le prix a peu varié.

Discussion. — Dans la discussion qui suit cette communication, *M. Bushmore* envisage la construction des alternateurs au point de vue transport d'énergie. Dans ce cas spécial, il y a lieu de considérer les conséquences des terres ou des court-circuits auxquels sont exposées les longues lignes. Les machines sont alors souvent construites pour hautes tensions ; elles alimentent des moteurs dont le démarrage crée des difficultés au point de vue de la fixité du voltage. De plus, les coups de foudre sont d'autant plus à craindre que les lignes sont très longues et traversent des régions montagneuses.

L'orateur fait également ressortir l'importance du choix de l'enroulement en étoile ou en triangle. Dans le deuxième cas, il est à noter que la troisième harmonique est en phase avec la force électromotrice fondamentale et tend à envoyer un courant circulatoire dans l'induit.

D'autre part, un court-circuit, violent peut intéresser les deux tiers d'un enroulement en étoile, tandis qu'il ne mettra hors de service qu'un tiers d'un enroulement en triangle.

Une chute de tension réduite est désirable pour plusieurs raisons : d'abord, l'ouverture du circuit d'un récepteur risquera moins de provoquer des élévations de tension puis la mise en circuit des moteurs apportera moins de perturbations.

L'orateur attire l'attention sur une erreur commise souvent dans la théorie de la réaction d'induit ; et qui consiste à admettre que, lorsque le fer est saturé, soit dans les dents de l'induit, soit dans les pièces polaires, le flux transversal produit un affaiblissement du champ, parce que le flux ne peut être renforcé sous une des cornes polaires autant qu'il est réduit sous l'autre. L'orateur se base pour contredire cette opinion sur ce que dans une dynamo à courant continu, avec pôles saturés et balais dans la ligne neu-

tre, le flux inducteur n'est pas diminué par la réaction d'induit. Donc, dans un alternateur où le courant serait en phase avec la force électromotrice, la chute de tension ne doit être imputée qu'à la self-induction réelle et à la résistance de l'induit.

M. R.-D. Mershon estime qu'une élévation de température de 30° est un peu faible ; et approuve entièrement les constructeurs européens quand ils admettent 40° C, à pleine charge. D'autre part, l'orateur ne partage pas l'estime de *M. Waters* pour les vues du continent sur la chute de tension. Dans la plupart des stations visitées par l'orateur, la disposition des appareils de connexions prouvait que l'on ne comptait pas sur une bonne chute de tension. Dans beaucoup de cas, il n'existait pas d'interrupteurs principaux capables de couper un courant de court-circuit, ce qui ne peut évidemment se faire qu'avec des alternateurs à caractéristique peu inclinée.

P.-L. C.

SOCIÉTÉ ALLEMANDE DE PHYSIQUE

Électrodes impolarisables et courant alternatif, E. Warburg et Strasser. Verh. der Deutsch. Physik. Ges. (30 août 1903), 269-275.

D'après la théorie de la polarisation de Warburg, les électrodes impolarisables (par exemple l'amalgame de zinc dans le sulfate de zinc) doivent avoir une capacité de polarisation inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence et proportionnelle à la concentration du sel de zinc. Il en est ainsi à la mise en circuit mais la capacité baisse bientôt, tandis que la résistance augmente. Le cuivre dans le sulfate de cuivre, le cadmium dans le sulfate de cadmium manifestent de même une augmentation de résistance. La résistance atteint 70 ohms par centimètre carré d'électrode. D'après les recherches de Wien, de Lohnstein, etc..., il faudrait admettre que cette augmentation de résistance est due à la formation d'une couche mauvaise conductrice. Cette couche agit comme un condensateur dont la capacité peut masquer la capacité de polarisation et la phase du courant se trouve changée.

Les auteurs discutent une équation sur les relations entre la phase, la résistance aux électrodes, la fréquence et la capacité. L'expérience

établit que la nouvelle capacité, est, comme une capacité diélectrique, indépendante de l'intensité du courant. Pour une électrode cadmium, la résistance devenait après 24 heures, deux fois plus grande que une heure après la mise en circuit, tandis que dans les mêmes conditions la capacité devenait cinq fois moindre. Ces deux faits montreraient que l'épaisseur de la couche augmente avec le temps.

L'ordre de grandeur de l'épaisseur de cette couche considérée comme un condensateur serait 10^{-7} .

Rayleigh et Röntgen ont trouvé à peu près la même épaisseur pour les couches d'huile sur l'eau.

La conductibilité spécifique de la couche serait pour l'amalgame de zinc de 10^{-13} ($Hg = 1$).

C. L.

Induction moléculaire. T. Gross. Deutsch Phys. Ges. Verh., t. I, p, 39-48, 15 janvier 1903.

Un bac en verre (23 cm $\times$ 13 cm $\times$ 14 cm hauteur) étant rempli d'une solution concentrée de sulfate de cuivre, si on suspend près des parois extrêmes, deux électrodes formées d'un fil de cuivre de 1 mm de diamètre et reliées à un galvanomètre, et si on plonge une plaque de zinc à une distance de 2 cm environ de l'une des

électrodes, un courant s'établit, allant de l'électrode la plus rapprochée du zinc vers l'autre électrode. Le courant peut être inversé en sortant la plaque de zinc et en la replongeant près de l'autre électrode.

Si la plaque de zinc est recouverte sur l'une de ses faces, d'un mélange de colophane et de cire, le courant se dirige de l'électrode placée vis-à-vis de la face recouverte du mélange isolant, vers l'autre électrode et sa direction est indépendante de la position de la plaque de zinc. La force électromotrice est de 0,3-0,6 volt et demeure constante pendant 15 minutes au moins. Le courant est très sensible aux déplacements de la plaque de zinc et à l'agitation du liquide. Ce courant est de nature électrolytique, la perte de poids de l'anode étant égale à l'accroissement de poids de la cathode.

L'auteur pense que ce courant n'est pas dû aux différences de concentrations, ni aux différences de composition chimique, ni à une action thermo-électrique, mais à un mouvement moléculaire provoqué par la précipitation du cuivre sur le zinc.

C. L.

Le Gérant : Ch. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — **A. BLONDEL**, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — **ÉRIC GÉRARD**, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — **G. LIPPMANN**, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — **D. MONNIER**, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — **H. POINCARÉ**, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — **A. POTIER**, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — **A. WITZ**, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

LES DISJONCTEURS COMMANDÉS A DISTANCE

Un des principaux avantages de l'éclairage électrique consiste en ce que l'on peut l'utiliser à n'importe quel endroit.

Cette utilisation est fort simple et d'un coût assez réduit lorsque les lampes devant produire l'éclairage sont mises en fonction simultanément.

Si au contraire ces dernières sont disposées par groupes que l'on devra faire fonctionner indépendamment les uns des autres, le prix d'installation sera notablement plus élevé. L'on devra dans ce cas augmenter dans des proportions assez sérieuses le nombre des conducteurs.

Si l'on voulait, par exemple, commander directement d'une station centrale, l'éclairage d'une ville composée d'un certain nombre de groupes de lampes, on se trouverait dans la nécessité de créer un réseau spécial pour chacun de ces groupes.

Cette solution n'offrirait pas trop d'inconvénient pour des centres de faible importance, mais dès qu'il s'agirait d'un éclairage assez conséquent, ces canalisations secondaires seraient considérables et on se trouverait en présence d'un prix d'établissement très élevé.

Aussi, après plusieurs expériences, a-t-on rejeté cette solution coûteuse et pour éviter ces canalisations secondaires préfère-t-on disposer les lampes sur le réseau principal lui-même et par des mécanismes plus ou moins compliqués les faire fonctionner par groupe ou isolement.

On eut d'abord recours à un personnel spécial destiné à régler la mise en marche et l'arrêt de l'éclairage. Cette solution était encore coûteuse et n'offrait pas encore assez de garanties de bonne marche.

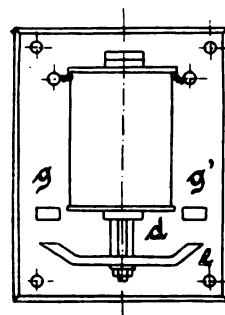


Fig. 1.

..

Aussi supprimer ce personnel, arriver automatiquement à la mise en circuit des lampes, tel fut le problème que cherchèrent à résoudre les constructeurs.

On proposa et expérimenta différents systèmes.

L'un des essais consista en l'emploi d'horloges qui donnaient et retiraient l'éclairage à des heures fixes.

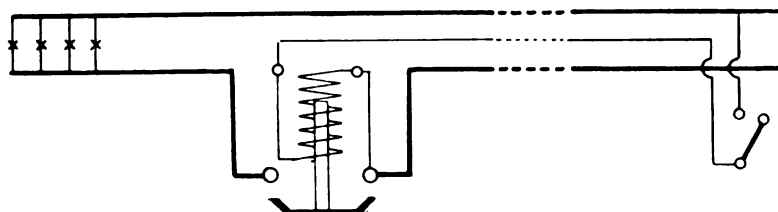


Fig. 2.

Le fonctionnement était mauvais; certains jours plus sombres que les précédents n'étaient pas éclairés plus tôt.

M. Ernest Ruhmer de Berlin proposa alors une solution qui fut un vrai progrès. Se basant sur la sensibilité du sélénium à la lumière solaire, il proposa de faire usage d'une cellule de sélénium qui suivant l'intensité lumineuse ouvrait ou fermait le circuit d'un disjoncteur automatique d'éclairage.

Les disjoncteurs ne sont que des interrupteurs automatiques fonctionnant sous la propre action du courant qui les traverse. Notre but est surtout d'étudier les disjoncteurs manœuvrables à distance et automatiquement.

Ces disjoncteurs peuvent être classés en trois catégories distinctes :

- 1° Disjoncteurs dont la bobine de manœuvre est sans cesse traversée par le courant.
- 2° Disjoncteurs dont le circuit est maintenu magnétiquement.

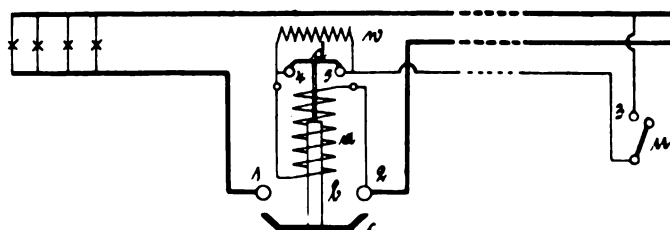


Fig. 3.

- 3° Disjoncteurs dont le circuit est maintenu mécaniquement (par rochet, par exemple).

Les appareils entrant dans la première catégorie sont d'une construction simple, mais présentent le grand inconvénient d'avoir sans cesse leurs bobines d'enclenchement sous courant, ce qui augmente leur coût à mesure que l'on utilise un courant plus intense, abstraction faite de la consommation d'énergie par la bobine elle-même.

Les appareils entrant dans les deux autres catégories présentent une consommation d'énergie très réduite résultant de ce que le courant ne parcourt les bobines qu'aux instants d'enclenchement ou de rupture.

Première catégorie. — Disjoncteurs dont les bobines sont continuellement parcourues par le courant.

La figure 1 nous montre un appareil de cette catégorie.

Il se compose d'un fer plat coudé en U, a , traversé par un tube en laiton b portant la bobine c . Un balai e est fixé sur le noyau qui dans sa position extrême repose sur une traverse f . Les pièces de contacts du circuit à connecter sont g et g' . L'ensemble de l'appareil est monté sur une plaque de marbre ou d'ardoise. Enfin on dispose l'appareil dans une boîte étanche en facilitant le montage à l'extérieur.

La figure 2 donne le schéma de connexion de cet appareil.

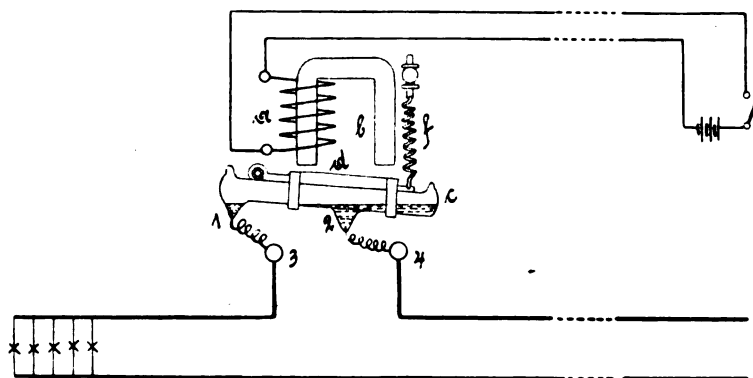


Fig. 4.

La figure 3 est une variante montrant une disposition de connexion destinée à réduire l'intensité du courant dans la bobine dès que l'appareil a fermé le circuit.

Ce dispositif permet une réduction notable de la quantité de cuivre utilisée, résultant de ce que l'on peut surcharger la bobine d'un courant 15 fois plus grand que le courant normal au moment du démarrage et cela sans l'endommager. La disposition dérive directement du schéma précédent.

Le noyau b est attiré si la bobine a reçu du courant par la fermeture de l'interrupteur a . Le balai c établit alors le contact 1 et 2, tandis que le balai auxiliaire quitte le contact 4 et 5, vers la fin de course du noyau et met la résistance w en série avec la bobine.

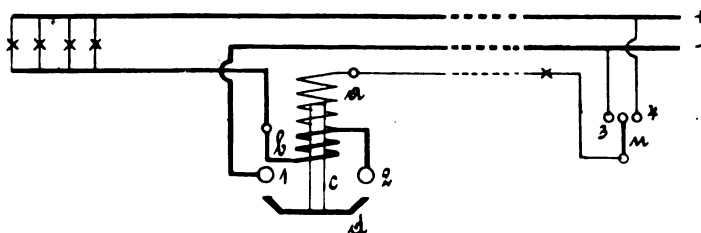


Fig. 5.

De ce que l'attraction d'un aimant est inversement proportionnelle à l'entrefer on pourra calculer facilement cette résistance w pour que le courant produise une aimantation assurant un bon contact du balai c .

La figure 4 représente schématiquement un disjoncteur construit par la maison Paul Meyer de Berlin.

La bobine a est traversée continuellement par le courant et l'interruption du courant principal se fait par l'intermédiaire du mercure. Ce métal est renfermé dans un tube en verre c auquel sont soudées deux prises de courant en platine ou en tout autre métal.

La connexion entre ces prises de courant et les bornes 1 et 2 est faite par câbles flexibles. Le tube en verre est fixé sur l'armature *d* de l'aimant et un ressort *r* compense une portion du poids de la partie mobile.

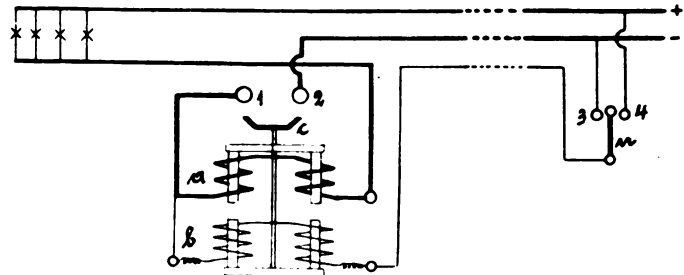
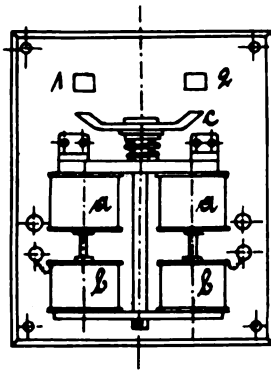


Fig. 6 et 7.

Lorsque le courant traverse la bobine *a*, son noyau *b* attire l'armature *d* qui tend à prendre la position horizontale. Le mercure contenu dans le tube glisse alors vers les prises de courant, établit la communication entre elles et ferme le circuit.

Si maintenant l'on interrompt le courant, le noyau *b* cesse d'attirer l'armature *d* qui retourne à sa position première entraînant avec lui le mercure, qui n'établissant plus la communication entre les pièces de contact, ouvre le circuit.

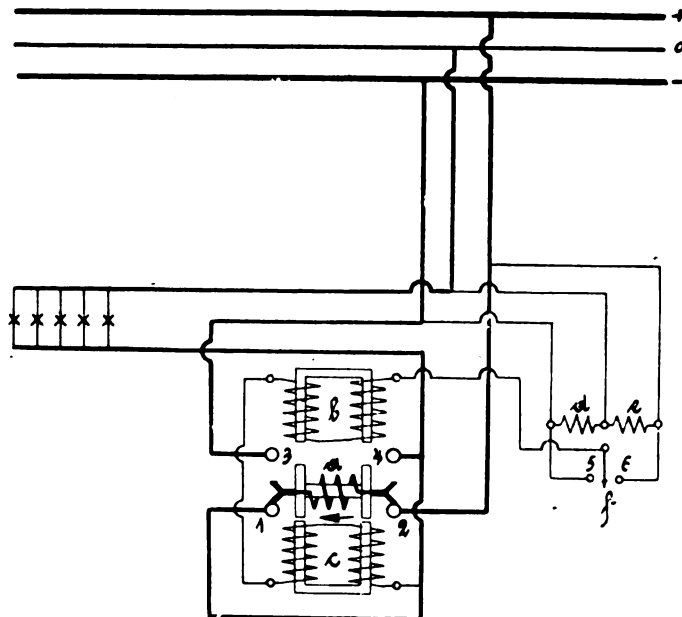


Fig. 8.

Deuxième catégorie. — Disjoncteurs dont le circuit est maintenu magnétiquement.

Dans cette catégorie, l'on fait usage d'un double jeu de bobines, dont l'une enroulée de fils fins sert à la mise en circuit et à la disjonction, tandis que la seconde, enroulée d'un fil de diamètre plus grand, maintient la fermeture du circuit.

La figure 5 nous donne le schéma d'un tel appareil.

Lorsque les lampes doivent fonctionner l'on place l'interrupteur dans la position 3.

Un courant partant du pôle positif parcourt le groupe de lampe, traverse la bobine a et revient par 3 au pôle négatif.

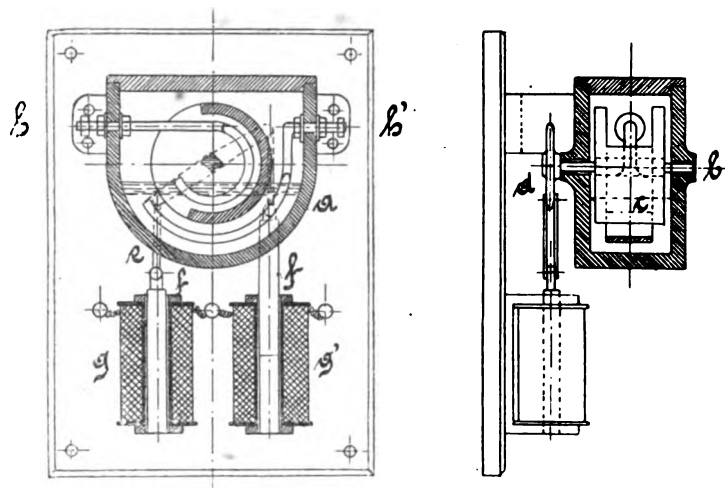


Fig. 9.

L'attraction du noyau b ferme le circuit. Les deux extrémités de la bobine a sont alors au même potentiel et la bobine a n'est plus parcourue par le courant et c'est le courant total qui maintient le circuit.

Si l'on place alors l'interrupteur dans la position 4, un courant retraverse la bobine a en sens inverse au courant principal, il désaimante le noyau c , repousse le balai d et produit ainsi l'ouverture du circuit. On se rend facilement compte de la bonne marche du disjoncteur en plaçant dans la ligne de commande une lampe témoin ou tout autre signal qui ne

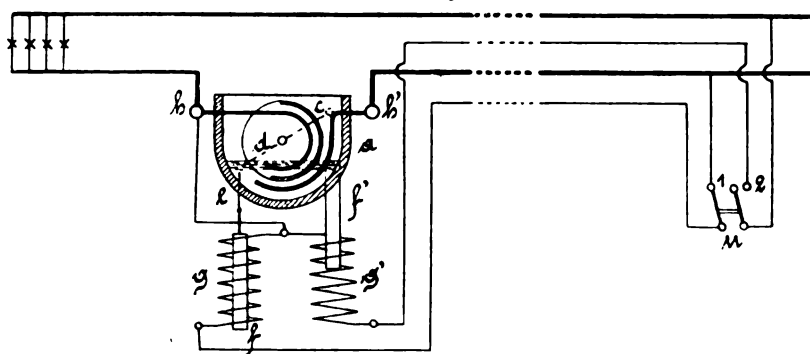


Fig. 10.

fonctionne qu'au moment de la fermeture ou de la rupture du circuit par l'interrupteur u . Ces témoins s'adaptent facilement aux divers disjoncteurs que nous décrivons par la suite; une variante de ce type est donnée par la figure 6.

Dans le cas présent, nous aurons une paire de bobines fixes a et une paire de bobines mobiles b . Ces dernières portent le balai c .

L'enroulement des bobines est exécuté de telle sorte que les bobines se faisant vis-à-vis aient des polarités différentes au moment de l'enclenchement du disjoncteur.

Au moment de la rupture cette différence de polarités disparaît en faisant varier à cet instant même les polarités des bobines mobiles, de façon à ce qu'elles soient les mêmes que celles des bobines fixes.

Le schéma (fig. 8) nous donne une autre variante du même type.

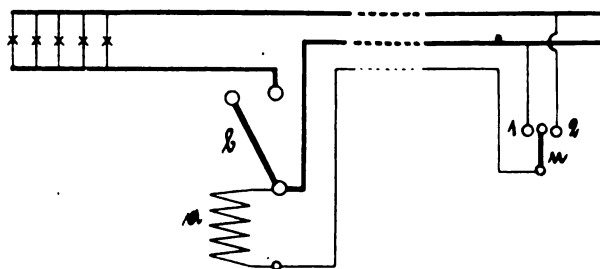


Fig. 11.

Avec ce disjoncteur on cherche à égaliser automatiquement et jusqu'à un certain point, les inégalités de charge pouvant se produire dans les deux parties d'une distribution à 3 fils.

On a en effet constaté que chaque fois qu'une nouvelle installation est mise en service, il se produit une charge inégale dans chaque moitié du réseau à 3 fils. Inégalité de charge dues presque uniquement à l'allumage des lampes et cela résulte de ce que les moteurs sont situés sur les conducteurs extérieurs.

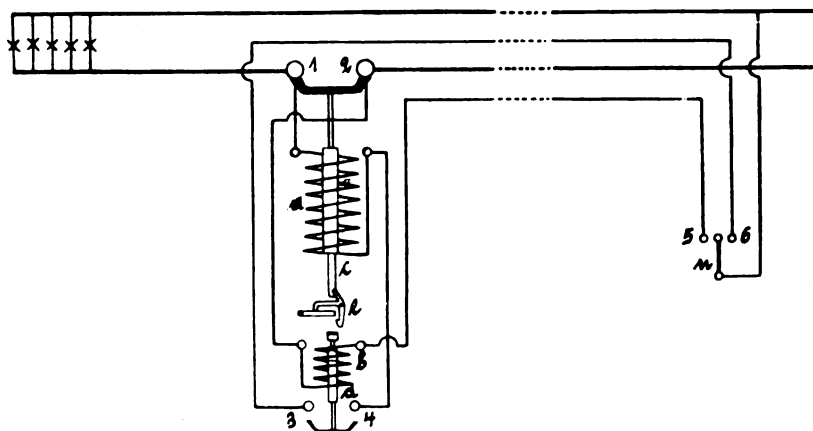


Fig. 12.

Afin d'équilibrer ces inégalités qui se produisent, l'on met un ou deux groupes de lampes sur une moitié du réseau. Cette égalisation se fait de la manière suivante :

Un relais différentiel (voltmètre différentiel) ferme le circuit 5 et 6 selon le voltage des deux moitiés du système. Le groupe de lampes se trouve par suite sur l'une ou l'autre des moitiés.

Dans le cas de la figure, ce groupe est placé entre le pôle positif et zéro.

L'enroulement des bobines de la partie mobile est continuellement traversé par le courant et toujours dans le même sens dans les deux positions. Son noyau est en acier trempé.

Le flux des lignes de force se ferme presque entièrement par les noyaux des bobines les plus rapprochées *c* et les bobines *b* et *c* étant connectées comme dans les deux figures précédentes elles ne seront sous courant qu'au moment de l'enclenchement.

Supposons maintenant que le voltage augmente dans la partie intérieure du réseau, l'aimantation de la bobine *d* devient supérieure à celle de la bobine *e*, le contact 5 se ferme, *b* et *c* s'excitant de telle sorte que les noyaux de *b* attirent *a*, tandis que ceux de *c* le repoussent. Cet effet se maintient même lorsque le courant est rompu en 1 et 2 puisque la bobine *a* possède un noyau en acier trempé, *a* va donc se rapprocher de *b*, s'éloigner de *c* et produire la commutation entre 2 et 3 et le courant qui s'est développé dans *c* disparaît aussitôt après l'enclenchement.

Le voltage diminuant, les mêmes faits se reproduisent, connectant le disjoncteur à l'autre moitié.

Le disjoncteur représenté par le schéma (fig. 8) peut encore avoir d'autres applications.

Il peut par exemple être utilisé à la mise en circuit de deux groupes de lampes. Enfin une construction bipolaire de ce disjoncteur permettrait de mettre automatiquement en circuit deux sources d'énergie.

Troisième catégorie. — Disjoncteurs dont le circuit est maintenu mécaniquement.

Parmi les types les plus intéressants de cette catégorie il faut citer celui représenté (fig. 9). Ce disjoncteur est à contact de mercure.

Dans le bassin *a* se trouve le cylindre *c* constitué par une matière isolante. Ce cylindre est porté par l'arbre *b* sur le prolongement duquel est fixé un levier *d* à deux bras. Ce levier par l'intermédiaire de tringles *ee'* commande les noyaux *ff'* des bobines *gg'*.

Le bassin *a* ainsi que le cylindre *c* contiennent une certaine quantité de mercure dans laquelle plongent les pièces de contact *h* et *h'*.

Considérons (fig. 10) le schéma de cet appareil.

En plaçant l'interrupteur bipolaire *u* sur le contact 1 l'on ferme le circuit. Le courant traversant la bobine *g* attire son noyau *f* et ferme alors le circuit principal en faisant pivoter le cylindre *m* isolant *c*. Celui-ci réunit alors les deux parties de mercure, l'un contenu dans *a* et l'autre dans le cylindre *c*. La bobine se trouve sans courant dès que le circuit est fermé.

Si l'on porte maintenant l'interrupteur sur le contact 2, on coupe le courant principal, parce que c'est la bobine *g'* qui est excitée, elle attire son noyau *f'*, fait donc pivoter le cylindre *c* autour de son axe *b* et l'amène dans une position telle que ce cylindre *c* séparera les deux pièces de contact *h* et *h'*. En même temps le courant agissant sur la bobine *g'* se coupe.

La figure 11 donne le schéma d'un disjoncteur du même type.

L'interrupteur *u* mis en position 1 ferme le circuit par l'excitation de la bobine *a*. Celle-

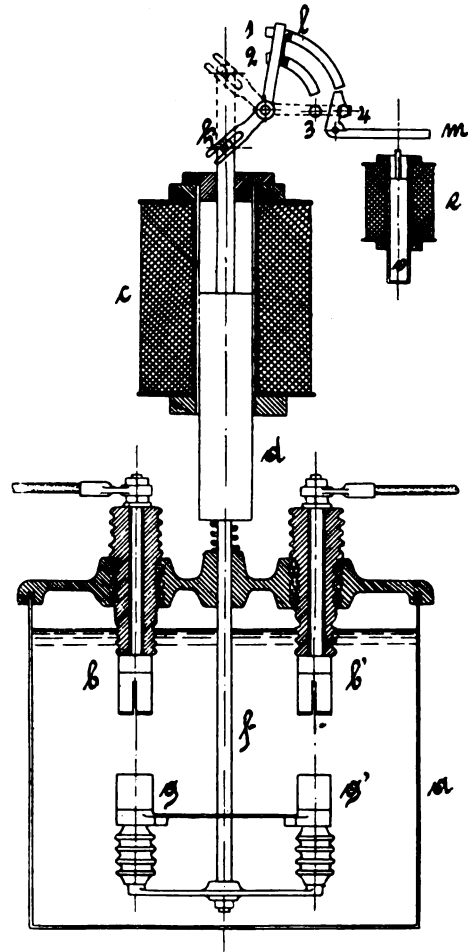


Fig. 13.

ci attire un noyau actionnant le levier d'enclenchement *b*. Le circuit est rompu dans la bobine dès que le circuit principal est fermé et le noyau retourne dans sa première position. Si l'on place l'interrupteur *u* dans l'autre position (2), la bobine est retraversée par le courant.

Le noyau est attiré et coupe le courant principal et en même temps celui de la bobine se trouve rompu.

Ce disjoncteur est constitué comme suit :

La bobine *a* est munie d'un noyau dont l'une des extrémités porte le balai établissant le contact 1 et 2.

L'autre extrémité *c* est retenue par un cliquet *e*, suivant le mouvement du noyau de la bobine *b*; le circuit sera ou non établi. Par exemple l'interrupteur *u* étant placé sur le contact 5 produit l'excitation de la bobine *b*, son noyau est donc attiré et produit le contact

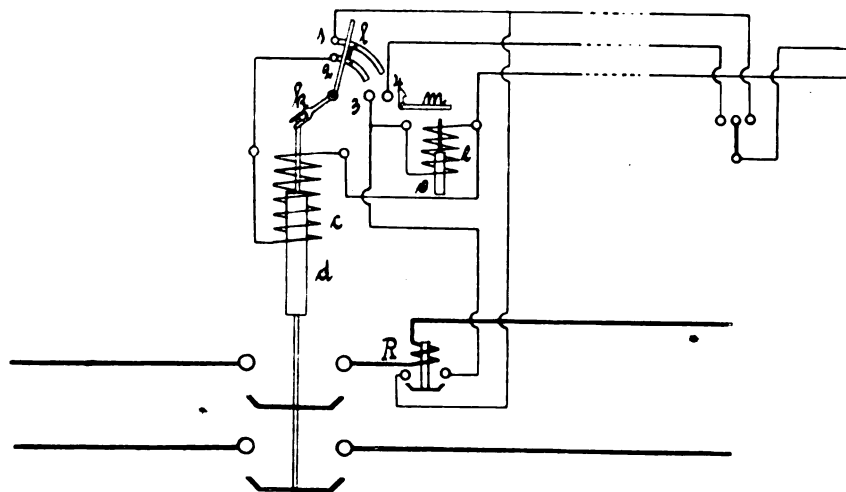


Fig. 14.

en 3 et 4. D'autre part, l'extrémité de ce même noyau vient buter contre le cliquet *e*, rend libre l'extrémité *c* du noyau de la bobine *a* et établit le contact en 1 et 2, et ce contact durera aussi longtemps que le noyau *d* sera retenu par le cliquet *e*. Le circuit principal est donc ouvert et il en est de même de celui de la bobine *b*.

Nous n'avons jusqu'ici considéré que les disjoncteurs destinés à la mise en circuit à basse tension.

L'emploi des hautes tensions a nécessité la construction des disjoncteurs applicables à de grands voltages.

Par suite du principe courant aujourd'hui qui consiste à isoler l'un de l'autre, la haute et la basse tension dans les stations centrales, on a été entraîné à constituer des mécanismes de manœuvre très compliqués pour les interrupteurs à haute tension.

En Amérique on est arrivé à manœuvrer ces interrupteurs soit électriquement, soit par l'intermédiaire de l'air comprimé.

Pour la commande de ces interrupteurs, on dispose sur le tableau de distribution à côté des instruments de mesure, de petits interrupteurs ou boutons électriques. Les interrupteurs à haute tension n'étant pas visibles on est amené à leur adjoindre des signaux ou indicateurs permettant de se rendre facilement compte de leur état.

L'énergie nécessaire au fonctionnement de ces interrupteurs peut être donnée par les excitatrices de la station ou par toute autre source de basse tension.

Ces disjoncteurs peuvent, cela va de soi, être employés pour la mise en circuit et la disjonction de transformateurs éloignés de la station centrale, afin d'éviter leurs pertes à vide (consulter à ce sujet les publications *ETZ*, t. XVII, année 1901 et *ETZ*, 1902, t. XXIV et XXV.

La construction de ces disjoncteurs à haute tension se réduit presque uniquement à ceux dont la rupture du courant se produit dans un bain d'huile.

Nous donnons ici la description d'un disjoncteur à huile commandé à distance.

L'appareil se compose d'une caisse à huile *a* dont le couvercle porte les contacts ma-

Figure 15.

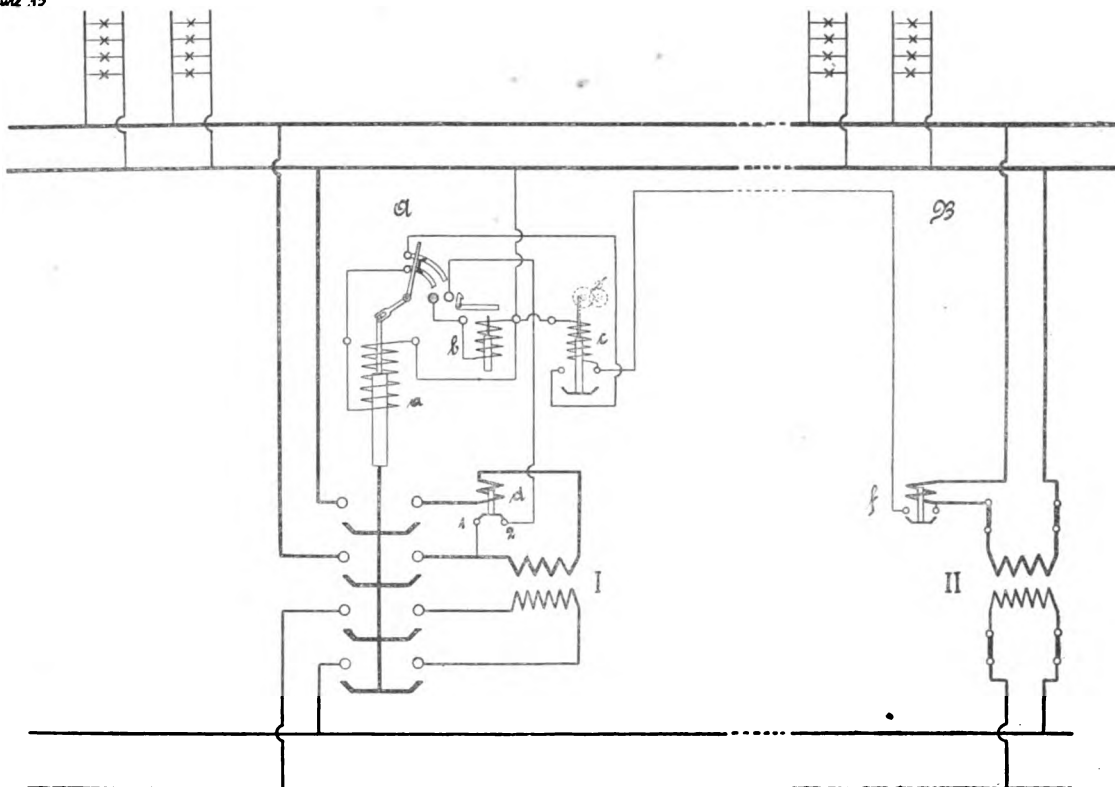


Fig. 15.

choires *bb'* isolés par des douilles en porcelaine. Au-dessus de la caisse à huile est placée la bobine d'enclenchement *c* dont le noyau *d* porte la tige *f* sur laquelle se fixent les couteaux *gg'* montés sur isolateurs en porcelaine.

Le noyau est prolongé à son autre extrémité par une tige en laiton *k* munie d'un pivot coulissant dans la fourche d'un levier. L'autre bras de ce levier porte un balai *l* destiné à établir selon la position du bras à fourche le contact avec 1 et 2 ou 3 et 4.

La bobine *c* étant traversée par le courant attire le noyau *d* et les pièces de contact *gg'* viennent toucher les contacts *bb'*.

Le levier *l* prend alors la direction figurée en pointillés et il est maintenu dans cette position par un cliquet *m*.

Mais avant que le levier n'occupe cette position extrême, le balai *l* occupe les contacts 1 et 2 et vient en 3 et 4. Le circuit disparaît dans la bobine d'enclenchement tandis que la bobine de déclenchement *e* peut être excitée.

Celle-ci recevant du courant soulève son noyau *o* qui vient buter contre le cliquet *m* et fait sauter l'interrupteur. Le courant dans la bobine de déclenchement disparaît aussitôt que le balai revient en 1 et 2.

Il n'y a aucun inconvénient à commander ces bobines avec du courant continu ou alternatif et il est inutile de diviser le fer des noyaux, le temps durant lequel les bobines sont traversées par le courant étant très limité.

La figure 14 donne le schéma de cet appareil. Sur ce schéma l'on a ajouté un relais à maxima fermant le circuit de la bobine de déclenchement dès que le courant dépasse une intensité convenue.

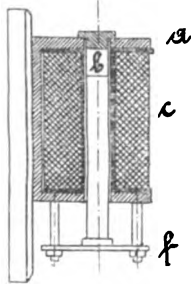


Fig. 16.

La figure 15 montre une application de ce disjoncteur.

A et B sont deux stations de transformateurs qui alimentent le même réseau à basse tension.

Pour limiter les pertes à vide des transformateurs, le transformateur I peut être séparé du réseau par son disjoncteur, le transformateur II suffisant pour les faibles charges, la chute de tension n'étant pas trop grande.

La charge augmentant ferme le relais *f* qui ferme après un certain temps le relais à temps limité (time limit relay) et le circuit de la bobine *a*. Cette bobine attirant son noyau ferme le circuit principal.

Dans le circuit à basse tension du transformateur I, en *d* est placé un relais à minima, dont le balai s'applique sur les contacts 1 et 2 lorsque l'intensité du courant principal descend au-dessous d'une certaine limite. Ce balai ferme alors le circuit de la bobine de déclenchement *b* du disjoncteur en faisant sauter le cliquet de retenue.

On peut également protéger le circuit du transformateur II en adaptant un relais à maxima.

Le relais à temps limité (time limit relay) pourrait être supprimé, mais dans ce cas, le disjoncteur fonctionnerait à chaque court-circuit.

FR. LINDENSTRUTH et O. FORSTER.

NOTE SUR

UN DÉTECTEUR D'ONDES HERTZIENNES A CHAMP FERRARIS

M. Ewing ⁽¹⁾ dans ses recherches classiques sur l'hystérésis magnétique, étudia les variations d'intensité de l'aimantation ⁽²⁾, présentées par les corps magnétiques lorsqu'on les soumet à des perturbations mécaniques, à des vibrations, ou à des changements de température.

MM. Gerosa et Finzi ⁽³⁾ ont fait en 1891 une communication au sujet d'une étude expérimentale sur la forme de la courbe d'intensité d'aimantation des métaux magnétiques d'après la variation de la force magnétisante, lorsqu'ils sont parcourus par un courant continu.

⁽¹⁾ Études exécutées au Laboratoire Électrotechnique du R. Institut Supér. Technique de Milan (Institution C. Erba), pendant les mois de décembre 1903, janvier et février 1904.

⁽²⁾ *Philosoph. Trans. of the Roy. Soc.* 1885, p. 523; 1888, p. 325 à 333; 1889, p. 221.

⁽³⁾ *Comptes rendus du R. Institut Lombard*, 1891, II^e série, p. 677.

interrompu, ou bien alternatif. Et parmi les résultats de leurs recherches, le plus remarquable est celui-ci : dans les cas des fils de fer, d'acier ou de nickel, l'aire des diagrammes de l'intensité d'aimantation diminue pour une certaine variation cyclique de la force d'aimantation, lorsqu'à travers les fils passe un courant continu, interrompu ou alternatif, d'une intensité donnée : la diminution étant d'autant plus sensible (de sorte que l'aire d'hystérèse peut disparaître même complètement), que l'intensité du courant est plus grande en comparaison de celle du champ magnétique.

Relativement à cette étude pendant cette même année, MM. Gerosa et Mai ⁽¹⁾ firent des recherches sur la variation d'intensité de l'aimantation du fer cuit dans le cas où, pendant un cycle magnétique déterminé, le corps est soumis à l'induction de courants alternatifs. Et parmi les autres résultats, ils ont découvert que si l'on envoie un courant alternatif dans un enroulement sinusoïdal autour d'un faisceau de fils de fer, en même temps que le faisceau lui-même est soumis à un champ magnétique variable entre des limites données, la courbe normale de l'aimantation qu'on aurait obtenue si l'on n'avait eu à considérer que l'aimantation principale variant lentement et cycliquement, s'altère fortement, de façon que l'aire d'hystérésis diminue notablement et peut même s'annuler.

MM. Rutherford, Wilson et Marconi ont ensuite effectué d'importantes recherches qui démontrent que le phénomène d'altération du cycle d'hystérésis découvert par Gerosa et ses collaborateurs, se vérifie aussi lorsque le courant alternatif secondaire, du moins s'il a une haute fréquence, est ordinairement petit, c'est-à-dire lorsqu'il s'agit d'une impulsion électro-magnétique ou d'un système d'ondes hertziennes.

Cependant, tandis que M. Rutherford a étudié dans ses expériences l'effet des ondes électriques pour un seul point du cycle d'aimantation, c'est-à-dire pour un champ extérieur, MM. Wilson et Marconi ont choisi pour sujet de leurs recherches le cas général d'une variation magnétique cyclique.

M. Rutherford ⁽²⁾ a trouvé que si on lance à travers une spirale, enveloppant une fine aiguille aimantée, un système d'ondes électriques, celles-ci produisent toujours une aimantation partielle de l'aiguille.

M. Wilson ⁽³⁾ a publié en 1902 une série de recherches prouvant que si un faisceau de fils de fer ou d'acier se trouve dans une bobine parcourue par un courant alternatif à basse fréquence ou si l'on approche un aimant permanent tournant, il arrive une brusque variation de l'aimantation, chaque fois que, pendant la variation magnétique cyclique principale, une seconde bobine enveloppant le faisceau est parcourue par des oscillations électriques à haute fréquence.

M. Wilson a en outre observé que la sensibilité est plus grande pour les traits les plus rigides du cycle de l'aimantation.

M. Marconi ⁽⁴⁾ en cette même année et indépendamment des recherches de M. Wilson, a démontré d'une façon analogue qu'une variation de l'aimantation d'un fil de fer ou d'acier a toujours lieu sous l'action des ondes électriques conduites autour de lui, en même temps que le fil parcourt un cycle magnétique sous l'action d'un champ extérieur variable, et en général à un point quelconque de ce cycle.

⁽¹⁾ *Comptes rendus du R. Institut Lombard*, 1891, II^e série, p. 951.

⁽²⁾ *Proc. Roy. Soc.*, 1896, vol. 60, p. 184.

⁽³⁾ *Philos. Trans. of the Roy. Soc.*, 1897, vol. 189, p. 1.

⁽⁴⁾ *Report of the British Association at Belfast*, 1892.

⁽⁵⁾ *Proc. Roy. Soc.*, 1902, vol. 70, p. 341.

M. Marconi a observé en outre que la sensibilité est plus grande lorsque l'intensité de l'aimantation s'accroît. Et c'est précisément sur la base des résultats de ces recherches que l'illustre inventeur parvint à construire son étonnant Magneticum Detector qu'il appliqua avec tant de succès, sous forme de récepteur adapté à la télégraphie sans fil.

M. Sella ⁽¹⁾ démontra ensuite que l'état magnétique d'un fil de fer, d'acier ou de nickel, est sensible aux ondes électriques, même si le cycle d'hystérésis magnétique est engendré par une variation de déformation élastique et non par une variation du champ magnétique extérieur.

Enfin M. Maurain ⁽²⁾ a prouvé par de récentes expériences, que si un noyau de fer ou d'acier, soumis à une variation cyclique de son état magnétique, est soumis en même temps à l'action continue d'un champ dû à des oscillations électriques à haute fréquence, on obtient, au lieu de la courbe de magnétisation bien connue, une ligne unique sur laquelle se trouvent tous les points obtenus, soit lorsque le champ magnétique est croissant, soit lorsqu'il est décroissant.

Il suffit pour cela que le noyau soit assez mince, afin que le champ oscillant pénètre avec une intensité suffisante jusqu'à la partie centrale, et que les effets d'induction soient symétriques comme il arrive lorsque les oscillations électriques sont produites par un courant alternatif qu'on lance dans la spirale primaire de la bobine de Rumkorff.

D'ailleurs Galilée Ferraris, dans ses recherches classiques sur les rotations électrodynamiques produites par des courants alternatifs ⁽³⁾ a démontré qu'un cylindre de fer se met à tourner dans un champ magnétique tournant, même lorsqu'il est sectionné de façon qu'aucun courant de Foucault ne puisse s'y produire, car la rotation est due alors à l'hystérésis magnétique, c'est-à-dire au retard avec lequel l'aimantation du fer suit la rotation du champ magnétique.

Cela une fois établi, on doit considérer avec attention les deux faits que nous venons de citer, c'est-à-dire le phénomène de la rotation du cylindre de fer sectionné dans un champ magnétique tournant, due à l'hystérésis magnétique et la modification du cycle d'hystérésis qui est toujours provoquée lorsque le corps magnétique sur lequel on effectue l'expérience est soumis à l'action des ondes hertziennes.

Il est alors naturel de supposer que si l'expérience fondamentale de G. Ferraris était modifiée de sorte que le cylindre de fer sectionné se trouvât simultanément soumis à l'action d'un champ tournant obtenu par la juxtaposition de deux ou d'un plus grand nombre de champs magnétiques alternatifs convenablement décalés de phase et à celle d'un champ oscillant à haute fréquence; le phénomène de la rotation du cylindre devrait être obtenu dans des conditions notablement différentes de celles où il est autrement obtenu, lorsque le cylindre lui-même est soumis à la simple action du champ Ferraris.

Dans cet ordre d'idées, j'ai suspendu, moyennant une suspension bifilaire, au milieu d'un champ Ferraris — obtenu par un système de trois spirales à noyau de fer, respectivement parcourues par trois courants alternatifs (à la fréquence d'environ 42), décalés de phase l'une par rapport à l'autre de 120°, et empruntées à un système triphasé — un disque constitué d'un mélange de poudre de fer ou d'acier et de paraffine ⁽⁴⁾ de sorte que le disque

⁽¹⁾ *Comptes rendus de la R. Académie dei Lincei*, 1903, 2^e semestre, p. 182.

⁽²⁾ *Comptes rendus*, 30 novembre 1903, p. 914.

⁽³⁾ *Actes de la R. Académie des Sciences de Turin*; vol. XXIII, p. 360.

⁽⁴⁾ Birkeland a, le premier, indiqué la façon d'obtenir un dispositif magnétique non conducteur et cependant assez homogène, en mêlant de la limaille de fer ou — ce qui vaut mieux — du fer réduit chimiquement en poudre impalpable, à de la paraffine fondue, et à une petite quantité de poudre de quartz.

lui-même fût enveloppé d'une spirale dont les extrémités étaient mises respectivement en contact avec la terre et avec l'antenne réceptrice des ondes hertziennes, engendrées par un oscillateur de Righi, qui à son tour communiquait d'un côté avec la terre et de l'autre avec l'antenne de l'appareil transmetteur.

Maintenant si dans ces conditions (après avoir fait la lecture au moyen de la méthode ordinaire du miroir et de l'échelle, de la déviation correspondante que subit le disque magnétique-diélectrique sous l'action du champ Ferraris) on fait fonctionner l'oscillateur de manière à envoyer dans la spirale qui enveloppe le disque, un système d'ondes hertziennes, on obtient toujours une augmentation remarquable de la déviation de l'équipage mobile. Cela signifie — et c'est un résultat fort considérable — que, à cause des conditions de l'expérience qu'on vient de décrire, il y a une augmentation d'hystérésis dans la matière magnétique sur laquelle on expérimente.

Ensuite, afin d'augmenter l'intensité du champ Ferraris, où le disque magnétique-diélectrique est suspendu, et afin d'accroître aussi la sensibilité de l'appareil, j'ai étudié et expérimenté la disposition spéciale de l'appareil lui-même que je vais décrire, disposition qui permet de ramener constamment à 0, la déviation de l'équipage mobile, quelle que soit la valeur de l'intensité du champ Ferraris, à l'action duquel le disque magnétique est soumis.

La suspension porte deux disques parfaitement égaux : D et D', de matière magnétique diélectrique : ces disques sont respectivement soumis à l'action de deux champs magnétiques de la même intensité, tournant l'un dans une direction opposée à l'autre, chacun de ces deux champs ayant été obtenu au moyen d'un système de trois électro-aimants A, B, C — A', B', C', insérés respectivement dans les trois circuits d'un système triphasé. Un seul des deux disques D et D', par exemple le disque D, se trouve à l'intérieur d'une spirale S dont les extrémités *m* et *n* communiquent avec la terre et l'antenne.

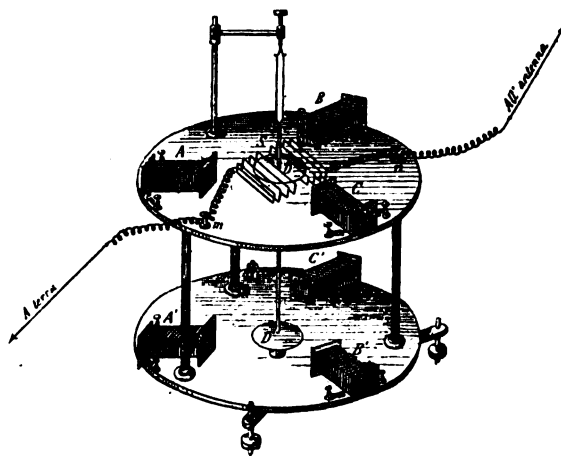


Fig. 1.

Il est naturel dans ces conditions et quelle que soit la valeur de l'intensité du champ Ferraris où le disque D est suspendu, qu'on pourra toujours ramener à 0 la déviation de l'équipage mobile avant de soumettre le disque D à l'action des ondes hertziennes, et cela à la seule condition que le champ lui-même exerce sur le disque D, une action absolument égale et contraire à celle que l'autre champ exerce sur le disque D'.

Après avoir expérimenté l'appareil dans ces conditions, j'ai pu encore augmenter considérablement la sensibilité de l'appareil lui-même en substituant aux deux disques magnétiques diélectriques, d'abord deux disques de fer et ensuite deux disques d'acier : dans tous les cas, j'ai toujours constaté — du moins dans les conditions par lesquelles j'ai fait mes expériences — que l'effet des ondes hertziennes sur le disque magnétique est d'augmenter sensiblement, même par des éloignements considérables entre les antennes, la déviation du même disque suspendu dans le champ Ferraris.

Enfin j'ai modifié les conditions de l'expérience, en ce sens, que j'ai fait varier la fréquence du champ Ferraris depuis la valeur précédente d'environ 42 à des valeurs qui étaient respectivement d'environ 12, 8, 6 et 4 et j'ai toujours obtenu le même résultat, c'est-à-dire

une augmentation, dans tous les cas fort sensible, de la déviation de l'équipage mobile de l'appareil.

Je continue d'ailleurs mes recherches dans le même ordre d'idées avec cette méthode d'expériences. Je me réserve de discuter le résultat dans une prochaine publication.

Cependant je crois bon d'observer dès à présent que le nouveau révélateur d'ondes hertziennes à champ Ferraris peut devenir fort utile aux laboratoires en ce que, tout en étant très simple et facile à employer, il peut servir pour des mesures quantitatives.

En outre, les expériences préliminaires déjà effectuées semblent promettre pour ce révélateur d'ondes d'excellents résultats pratiques; car, à cause de son extrême sensibilité, il pourrait probablement être employé comme récepteur télégraphique; il peut en tout cas servir à comparer les puissances des différents radiateurs ou transmetteurs pour la télégraphie sans fil.

Je dois enfin exprimer ma plus profonde reconnaissance et mes plus vifs remerciements à mes vaillants collaborateurs MM. les ingénieurs Comboni et Polacco et le lieutenant de vaisseau Colabich, qui, par leur œuvre efficace m'ont aidé dans ces recherches.

Je dois encore signaler le travail de M. Campostano de Milan, qui coopéra à la construction des appareils et à la préparation des expériences ⁽¹⁾ à la « Royale Society » de Londres un mémoire au sujet d'une étude expérimentale qu'ils ont entreprise sur la variation d'hystérésis dans les corps magnétiques, produite par les ondes hertziennes en ayant recours au même principe que celui sur lequel se base l'hystérésimètre de Ewing, où l'hystérésis est mesuré par le couple que produit la rotation de l'aimant en présence du corps magnétique sur lequel on expérimente.

Par leurs premières expériences (où les oscillations électriques étaient lancées à travers une spirale dont les spires formaient un angle droit avec la surface du corps magnétique, forgé en forme d'anneau), ils n'obtinrent qu'une fort petite variation de la déviation, due à l'hystérésis normale, et précisément une diminution de la variation elle-même. Au contraire, dans les expériences postérieures — qui sont les plus importantes — où les oscillations électriques étaient lancées à travers le même matériel magnétique constitué par une spirale de fil de fer ou d'acier opportunément isolée — ils obtinrent une déviation de la déviation bien plus remarquable due à l'hystérésis normale, et, ce qui est encore plus remarquable, tout en s'accordant avec les résultats de mes recherches, une augmentation de la déviation elle-même.

Il faut ensuite remarquer que la vitesse la plus convenable de rotation de l'aimant, correspond à environ 5 ou 8 révolutions à la seconde.

À ce propos il me faut encore remarquer que, dans mes expériences, les oscillations ont toujours été conduites à travers une spirale entourant le disque de matière magnétique, suspendu au milieu du champ Ferraris, et que j'ai toujours obtenu — avec la disposition de l'appareil décrite dans ces notes — non seulement une sensibilité très considérable de l'appareil lui-même à l'action des ondes hertziennes, mais, ce qui est bien plus important, une augmentation de la déviation de l'équipage mobile, ce qui signifie une augmentation d'hystérésis dans les dispositifs magnétiques expérimentés.

Si l'on songe aux résultats de mes recherches et à la manière dont les expériences relatives ont été conduites, l'explication du phénomène d'augmentation d'hystérésis, donnée par MM. Ewing et Walter dans leur mémoire, n'est plus suffisante. C'est pourquoi la

⁽¹⁾ J'allais présenter ces notes, lorsque j'ai appris par *The Electrician* du 4 mars, que MM. Ewing et Walter avaient présenté le 11 février.

continuation de ces études expérimentales acquiert un intérêt encore plus grand afin de parvenir à donner une explication complète et scientifique de ces résultats si considérables et caractéristiques.

Riccardo ARNO.

RÉGULATEUR DE TENSION POUR ALTERNATEURS

SYSTÈME THOMSON HOUSTON

Comme les praticiens le savent, le maintien d'une tension constante aux bornes des appareils d'utilisation et spécialement des lampes à incandescence a une grande importance dans les distributions d'énergie électrique.

On a donc créé un grand nombre d'appareils pour arriver à ce résultat, mais jusqu'à présent tous ces appareils ne remplissaient pas complètement le but poursuivi.

La Compagnie Thomson-Houston vient de mettre sur le marché un nouveau régulateur qui effectue automatiquement le réglage de tension malgré de grandes variations dans le débit ou dans la vitesse des alternateurs.

Le principe de l'appareil est le suivant : obtenir le voltage constant aux barres du tableau par l'ouverture ou la rupture d'un contact qui met ou non en court-circuit le rhéostat de l'excitatrice.

L'ensemble de ce régulateur est représenté par la figure 1.

Les figures 2 et 3 indiquent le schéma des connexions. Le contact est ouvert et fermé par l'action d'un relais à enroulement différentiel. Le courant nécessaire est pris sur les barres d'excitation et passe par les contacts dénommés, « contacts flottants ».

Pour la commande de l'électro en série sur le rhéostat d'excitation, le courant est pris sur les mêmes barres.

Le relais et l'électro en série sur ce courant d'excitation constituent la partie en courant continu du régulateur qui maintient le voltage constant aux excitatrices tout en permettant des variations à ce voltage suivant les besoins de l'excitation.

La partie en courant alternatif du régulateur est composée d'un électro-aimant à deux enroulements :

Le premier enroulement est connecté avec le circuit secondaire d'un transformateur de potentiel dont le primaire est relié aux barres principales alternatives au point où l'on veut régler le voltage.

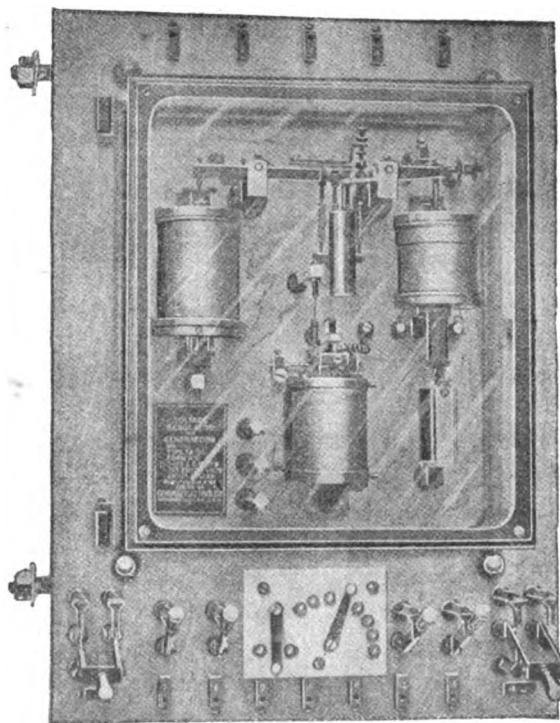


Fig. 1. — Vue d'ensemble du régulateur de tension T.A.

Le second enroulement est réglable et relié en série avec le courant principal alternatif par l'intermédiaire d'un transformateur d'intensité.

Voici maintenant comment l'appareil fonctionne :

Le noyau du relais est relié à un levier portant un contrepoids au moyen duquel on règle sa position dans l'électro-aimant. Si la charge augmente sur l'alternateur, le voltage a une tendance à baisser. Le relais à courant alternatif donne à ce moment un effort moins

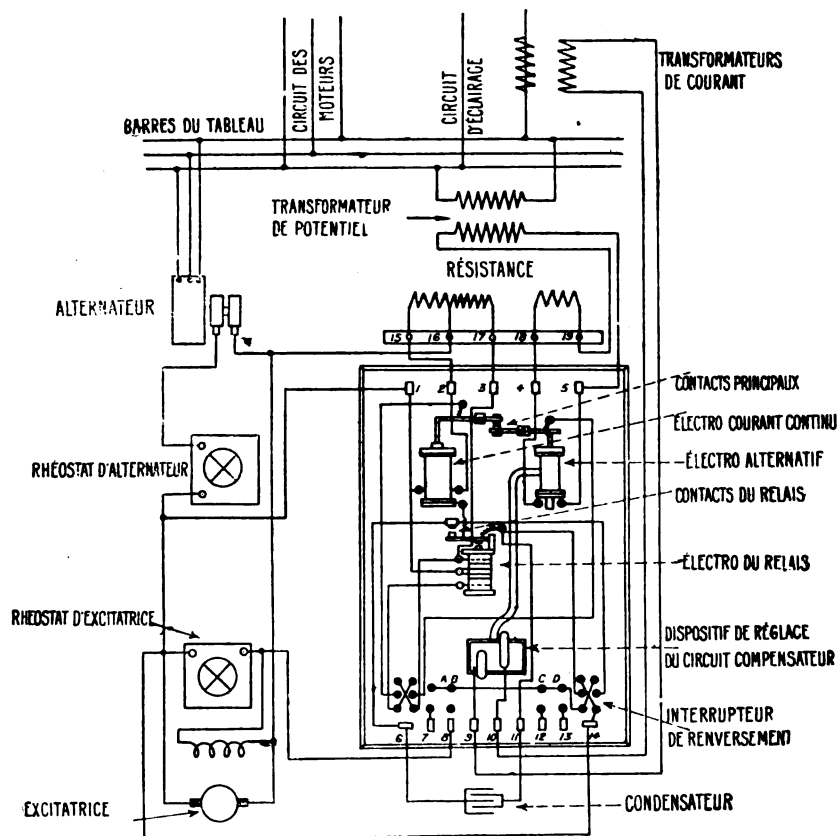


Fig. 2. — Connexions d'un régulateur T. A. pour un ou plusieurs alternateurs et une seule excitatrice.

grand et l'équilibre du levier est détruit. Il s'ensuit que les contacts flottants d'abord, puis les contacts du relais principal se ferment et mettent ainsi en court-circuit le rhéostat d'excitation de l'excitatrice. Il en résulte que le voltage d'excitation s'élève et le voltage de l'alternateur augmente également et progressivement jusqu'à ce que ce voltage soit devenu normal : à ce moment, le relais du levier alternatif reprend sa position d'équilibre.

Souvent, dans la pratique, le voltage des excitatrices varie de 70 à 125 volts entre la marche à vide et celle à pleine charge de l'alternateur.

Dans ce cas, pour obtenir l'effet maximum de régulation, il faut que le rhéostat d'excitation des alternateurs soit en court-circuit complet et le rhéostat d'excitation des excitatrices doit être réglé de façon à abaisser le voltage du courant alternatif d'environ 65 p. 100 au-dessous de sa valeur normale.

La figure 2 donne le schéma des connexions du régulateur pour un alternateur et son excitatrice.

La figure 3 donne celui d'un régulateur pour plusieurs alternateurs et plusieurs excitatrices fonctionnant en parallèle.

Dans ce cas, on doit utiliser un régulateur pour chaque excitatrice et il en résulte une dépense assez élevée, mais qui est compensée par la régularité de marche qui est si précieuse. En effet, si nous examinons l'influence de la régularité du voltage sur la durée des lampes et leur pouvoir éclairant, nous voyons dans le diagramme de la figure 4 que si le

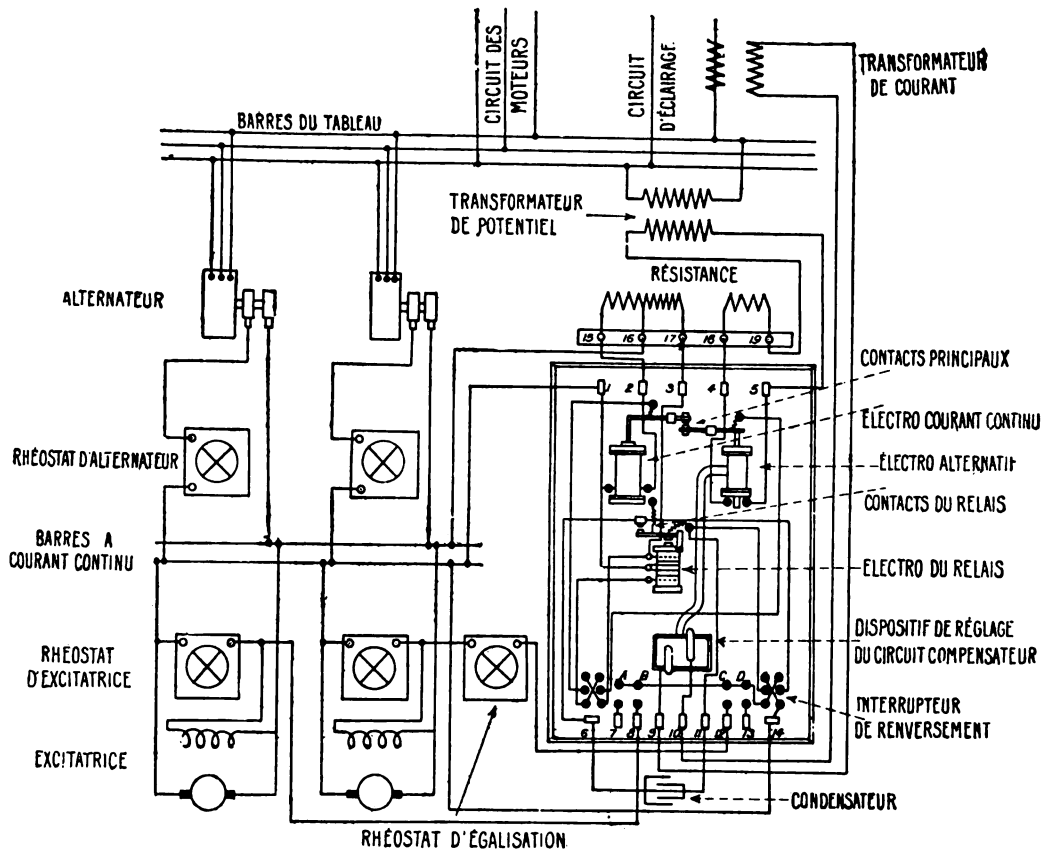


Fig. 3. — Connexion d'un régulateur T. A. par plusieurs alternateurs et plusieurs excitatrices fonctionnant en parallèle.

voltage est supérieur de 1 p. 100 à la normale, la durée des lampes est réduite de 20 p. 100 tandis que le pouvoir éclairant n'est augmenté que de 6 p. 100.

Si le voltage augmente de 5 p. 100, la durée des lampes est réduite de 64 p. 100 et le pouvoir éclairant augmente de 33 p. 100.

Il y a donc là une indication pratique très importante car une station centrale qui emploie des lampes consommant 3,5 volts par bougie pourrait facilement, en employant le régulateur Thomson-Houston, les remplacer par des lampes de 3,1 watts, soit 13 p. 100 d'économie avec le même pouvoir éclairant.

Les figures 5, 6, 7, 8, 9, 10 indiquent nettement l'influence du régulateur Thomson-Houston.

Les figures 5 à 10 montrent que le régulateur est indépendant des variations provoquées par la vitesse, la température ou autres causes.

Les figures 5, 6, 7 indiquent la vitesse, la charge et le voltage d'un alternateur de 75 kilowatts, à la vitesse de 900 tours par minute avec excitatrice à connexion directe, *et cela sans l'emploi du régulateur.*

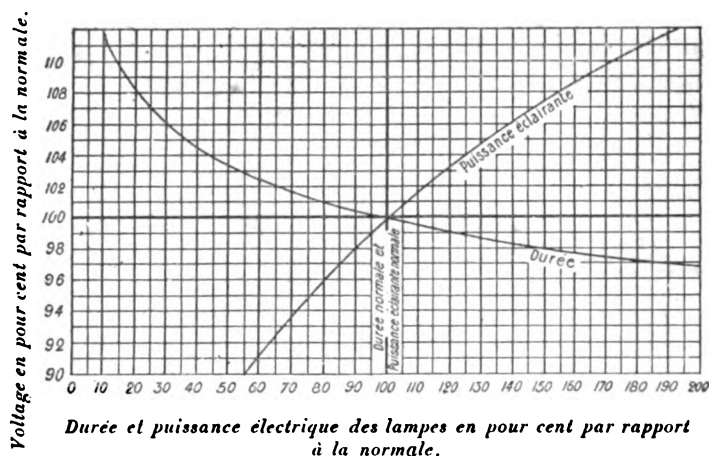


Fig. 4. — Courbe donnant la durée et le pouvoir éclairant des lampes en fonction du voltage.

Nous appelons l'attention sur la figure 7 qui montre la variation de voltage à 115 volts lorsqu'il n'y a pas de régulateur. Avec l'excitatrice à connexion directe une différence de

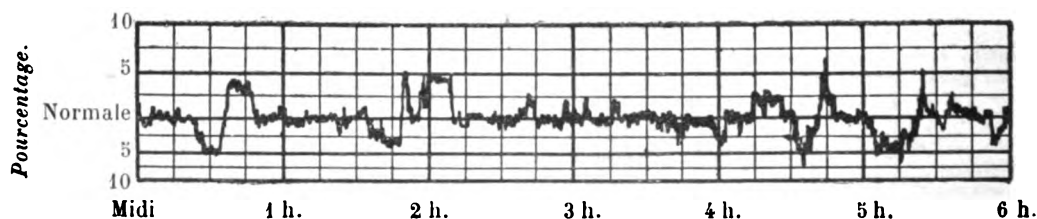


Fig. 5. — Courbe de variations de vitesse *sans régulateur.*

vitesse de 8 p. 100 peut faire varier le voltage de 32 p. 100, soit le rapport environ de 1 à 4.

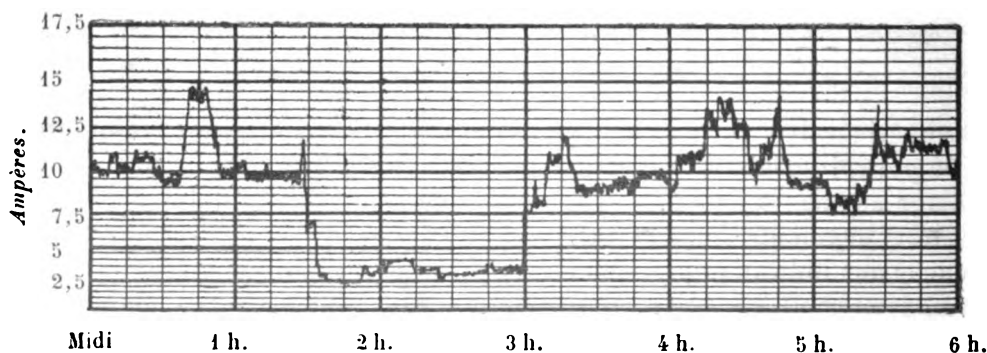


Fig. 6. — Courbe de variations de charge *sans régulateur.*

Les diagrammes (fig. 8, 9, 10) donnent les mêmes constantes (vitesse, charge, voltage) enregistrées avec un régulateur avec le même alternateur et dans les mêmes conditions générales.

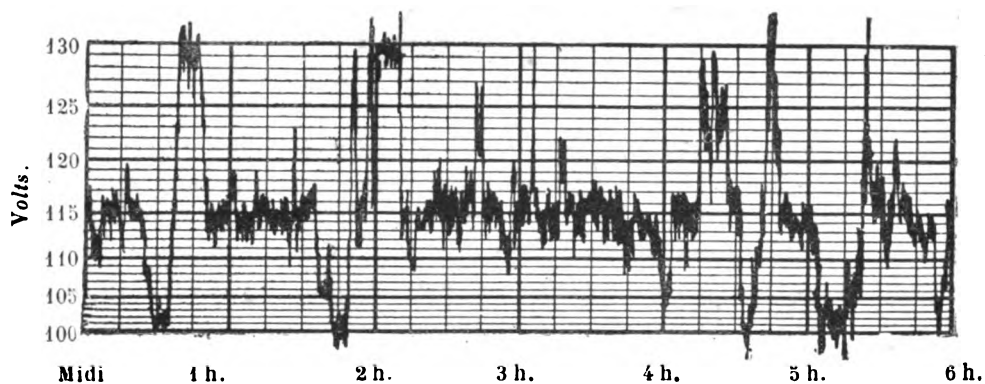


Fig. 7. — Courbe de variations de voltage sans régulateur.

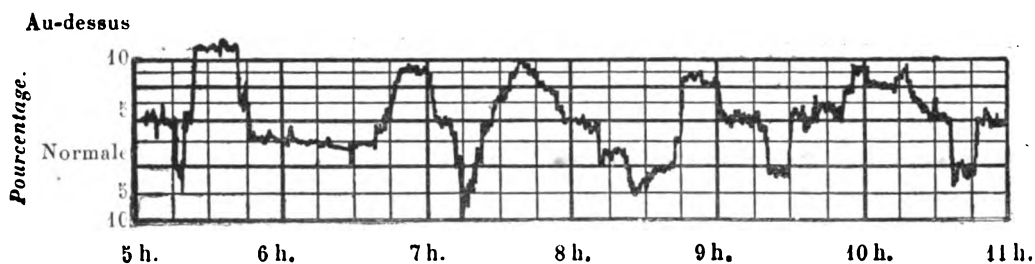


Fig. 8. — Courbe de variations de vitesse, avec régulateur.

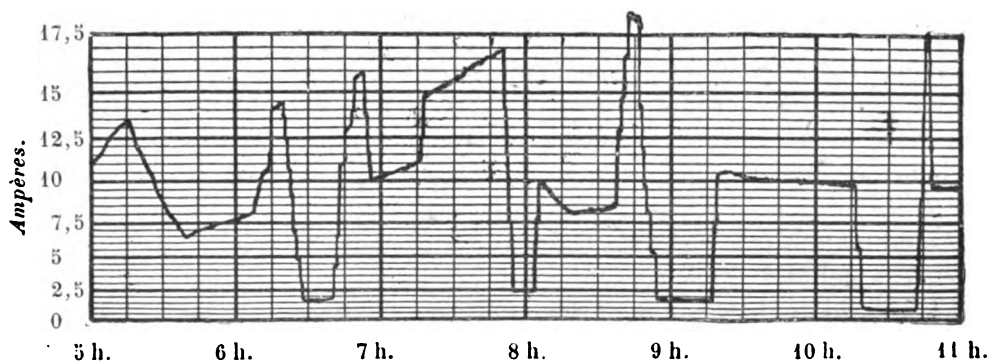


Fig. 9. — Courbe de variations de charge avec régulateur.

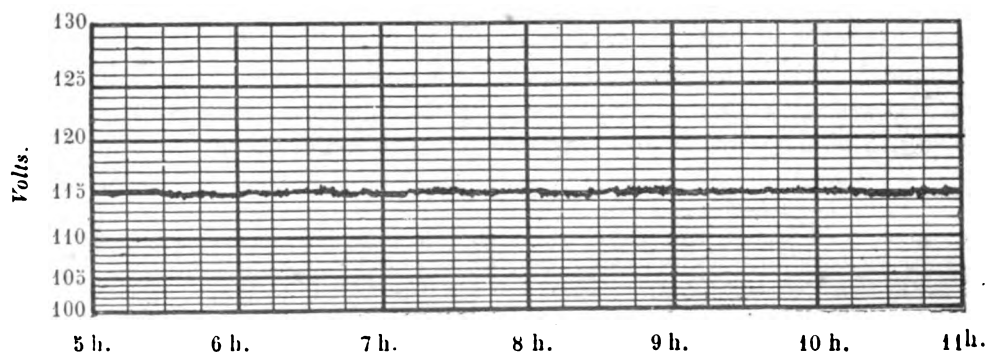


Fig. 10. — Courbe de variations de voltage avec régulateur.

L'angle $\sphericalangle gcc'$ étant égal à $\xi_{\min}$, on a immédiatement :

$$\varphi_{\min} = \xi_{\min} + K_2$$

En reliant le point de tangence g avec le centre m du cercle et avec l'origine o , on trouve pour l'orientation correspondante des balais :

$$\theta_0 = \sphericalangle goa = \frac{1}{2} \sphericalangle gma = \frac{1}{2} \xi_{\min} = \frac{1}{2} (\varphi_{\min} - K_2)$$

En ce qui concerne la *tension lamellaire sous les balais*, on a vu qu'en faisant intervenir dans le diagramme du moteur à répulsion la dispersion magnétique et les résis-

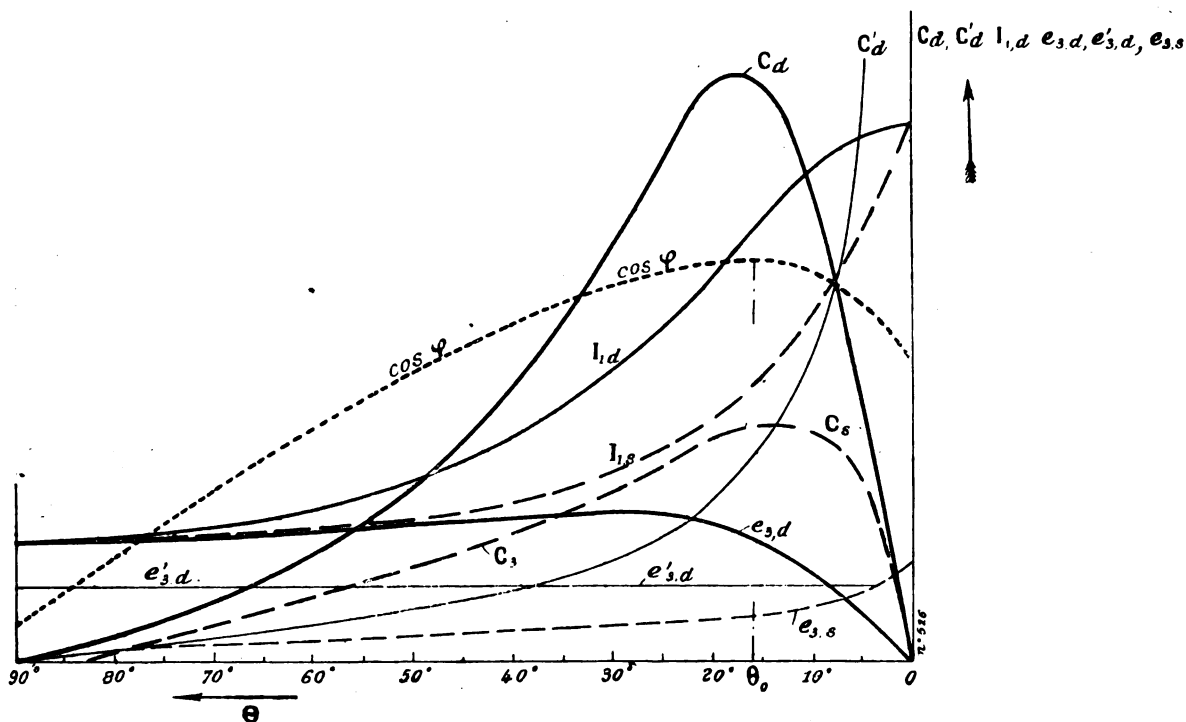


Fig. 7.

tances ohmiques des enroulements, les composantes statique et dynamique induites dans une spire court-circuitée par les balais, ne pouvaient s'annuler complètement à aucune vitesse.

Dans la figure 7 on a porté les valeurs de $e_{3,s}$, au synchronisme en fonction de θ . On reconnaît que la force électromotrice induite dans les spires court-circuitées par les balais ne devient appréciable que pour de très faibles décalages θ des balais, mais qu'en particulier dans la région de θ_0 , $e_{3,s}$ est encore suffisamment faible pour ne pas gêner sensiblement la commutation.

Comme d'autre part le couple mécanique devient maximum dans le voisinage de θ_0 , le calage des balais correspondant au meilleur facteur de puissance paraît convenir également bien au démarrage qu'à la marche normale du moteur à répulsion.

Dans cet ordre d'idées nous croyons faire œuvre utile en signalant finalement quelques relations fondamentales qui mettent bien en évidence l'influence importante de la dispersion magnétique sur les propriétés électriques du moteur à répulsion.

Si nous négligeons en première approximation la résistance ohmique des enroulements,

et si nous désignons le coefficient de dispersion totale, c'est-à-dire la valeur de Δ pour $\theta=0$ par :

$$\Delta_0 = d_1 + d_2 + d_1 d_2 \text{ où } d_1 = \frac{l_1}{x_1} \text{ et } d_2 = \frac{l_2}{x_2}$$

le polygone des impédances (fig. 5 a) nous accusera directement pour $K_1 = K_2 = 0$:

$$\cos \varphi_{\min} = \frac{\overline{am}}{\overline{am} + \Delta_0} = \frac{1}{1 + 2\Delta_0}$$

et

$$\theta_0 = \frac{1}{2} \varphi_{\min}$$

Cette expression pour le facteur de puissance maximum au synchronisme se trouve être littéralement la même comme celle pour les moteurs asynchrones polyphasés.

De même on obtient pour le courant normal, en posant dans l'expression (5) $\xi_{\min} = \varphi_{\min}$:

$$\beta_{1,n} = \beta_{1,0} \sqrt{\frac{1 + \Delta_0}{\Delta_0}}$$

et pour le courant de démarrage :

$$\beta_{1,d} = \beta_{1,0} \frac{1 + 2\Delta_0}{2\Delta_0}$$

Pour le rapport des couples au démarrage et au synchronisme on trouve, la tension d'alimentation étant supposée constante,

$$\left(\frac{C_d}{C_s} \right)_{\theta = \theta_0} = \frac{(1 + 2\Delta_0)^2}{4\Delta_0 (1 + \Delta_0)}$$

Avec un coefficient de dispersion totale de $\Delta_0 = 0,05$ on trouverait par exemple :

$$\begin{aligned} \cos \varphi_{\min} &= 0,91 \\ \theta_0 &= \frac{\varphi_{\min}}{2} = \frac{24^0,5}{2} = 12^0,3 \\ \beta_{1,n} &= \beta_{1,0} \cdot 4,6 \\ \beta_{1,d} &= \beta_{1,0} \cdot 11 \\ \left(\frac{C_d}{C_s} \right)_{\theta = \theta_0} &= 5,8 \end{aligned}$$

Notons encore que C_s devient maximum pour :

$$\cos (2\theta) = \frac{1 + 2\Delta_0}{(1 + \Delta_0)^2}$$

et que le décalage correspondant des balais est par conséquent beaucoup inférieur à θ_0 .

Pour les *regimes intermédiaires* le cercle, lieu des points e (fig. 5 a), se transforme en une ellipse ayant comme axes principales $\overline{oa}$ et $\overline{oa} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot i$. On obtient maintenant $\xi_{\min}$, c'est-à-dire le décalage le plus favorable correspondant à ce régime, en menant du point c la tangente à cette ellipse. En variant ω_2 , les points de tangence des différentes ellipses se déplacent sur la perpendiculaire de ; il en résulte qu'en décalant les balais d'un angle θ_0 , de façon à avoir le moindre décalage au synchronisme, le moteur à répulsion travaillera pour tout autre régime également avec son meilleur facteur de puissance.

Dans ces conditions on trouve, en négligeant les résistances ohmiques, pour le facteur de puissance maximum, à une vitesse quelconque ω_2 :

$$(\cos \varphi_{\min.})_{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4\Delta_0 (1 + \Delta_0) \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2}}$$

Ces raisonnements mettent donc bien en évidence que, si le moteur à répulsion doit fonctionner avec son meilleur facteur de puissance, le décalage des balais Θ_0 est à très peu près donné — quelle que soit d'ailleurs la tension d'alimentation — uniquement par la dispersion magnétique ; il peut donc être considéré avec celle-ci comme une constante de l'appareil.

En terminant il convient de rappeler que dans tout ce qui précède nous avons admis la réluctance magnétique constante par circuit élémentaire, et que nous avons supposé égaux les coefficients d'induction mutuelle statique et dynamique, en particulier :

$$\frac{\mathfrak{M}_1 \mathfrak{M}_2}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2} = \frac{\mathfrak{M}_1 \mathfrak{M}'_2}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2} = 1 \text{ et } \frac{m_{23}' \mathfrak{L}_1}{m_{12} \mathfrak{M}_1 (1+d_2)} = \frac{m'_{13}}{m_{13}} = 1$$

Nous ne nous étendrons pas sur le cas, où ces expressions se traduisent par des inégalités, nous réservant d'y revenir prochainement, à propos de quelques dispositions particulières de moteurs à collecteurs.

(A suivre.)

D^r Th. LEHMANN.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Le diagramme de fonctionnement des moteurs asynchrones groupés en cascade, P. Müller, *Electrotechnische Zeitschrift*, 24 mars.

Comme nous l'avons prouvé dernièrement ⁽¹⁾, le diagramme du cercle des moteurs triphasés asynchrones n'a plus le même aspect pour les vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Dans le montage en cascade le diagramme pour la marche hypersynchrone s'écarte également comme nous allons le montrer du diagramme ordinaire.

Pour plus de simplicité nous admettons que chacun des deux moteurs connectés en cascade, porte le même genre et le même nombre de tours d'enroulements sur le stator et le rotor ; et que pour un même nombre de pôles les deux moteurs sont accouplés directement. La vitesse du synchronisme du système est alors, comme on le sait, la moitié de celle d'un moteur unique.

Il faut distinguer deux cas d'après la vitesse de rotation des deux rotors, et à ces deux cas correspondent deux diagrammes particuliers.

Le premier cas embrasse toutes les vitesses comprises entre la vitesse de synchronisme du montage en cascade et celle du vrai synchronisme.

Dans le premier moteur, le stator et le rotor restent en arrière par rapport au champ tournant ; les phénomènes produits dans ces deux organes ont donc le même sens, et les forces électromotrices qui y sont induites sont en phase. Dans le second moteur au contraire le rotor est en avance sur le champ tournant pendant que le stator reste en arrière de ce dernier ; les deux forces électromotrices sont donc opposées.

Le second cas concerne toutes les vitesses qui dépassent le vrai synchronisme. Au synchronisme le premier rotor a vis-à-vis du champ tournant un glissement nul, et par conséquent une fréquence nulle ; le champ du second moteur devrait alors — si cela pouvait exister — être immobile dans l'espace. Pour les vitesses de rotation plus élevées ce champ tourne en sens inverse du sens précédent ; la force électromotrice du stator change donc de direction et a même phase que la différence de potentiel au rotor. Au contraire le rotor du premier moteur est en avance sur le champ tournant ; le stator est en retard et les deux forces électromotrices induites sont opposées.

Le second cas ne présente qu'un intérêt théorique ; le premier en revanche se rencontre dans les exploitations de traction qui au démarrage et au freinage emploient le groupement en cascade. Nous n'envisagerons que ce seul cas important en pratique.

⁽¹⁾ Voir *Écl. Élect.*, 7 mai 1904.

Le champ tournant induit dans le stator du second moteur la force électromotrice e_1 décalée de 90° en arrière de i_3 , et dans le rotor la force électromotrice e_3 décalée de 90° en avance. Cette force électromotrice e_3 produit dans le circuit de résistance W_3 et de self-induction $\omega_3 L_3$ le courant i_3

$$e_3 = \omega_3 i_3 \neq \omega_3 L_3 i_3 \quad (1)$$

où le signe $\neq$ indique une addition géométrique. En multipliant par $\frac{\omega_2}{\omega_3}$ nous en tirons

$$e_3 \frac{\omega_3}{\omega_2} = \frac{\omega_3}{\omega_2} \omega_3 i_3 \neq \omega_2 L_3 i_3 = e_2. \quad (2)$$

Le stator est parcouru par le courant i_3 de même grandeur que i_2 et de direction opposée si l'on néglige le courant magnétisant. Les différences de potentiel à considérer sont alors $i_2 \omega_2$ et $i_2 \omega_2 L_2$; de plus force électromotrice e_2 doit être équilibrée par une force électromotrice opposée $+e_2$. La somme de ces différences de potentiel partielles est (fig. 1)

$$E_2 = e_2 \neq \omega_2 i_2 \neq \omega_2 L_2 i_2 \quad (3)$$

ou d'après l'équation (2),

$$E_2 = \left(\frac{\omega_2}{\omega_3} \omega_3 - \omega_2 \right) i_3 \neq \omega_2 (L_3 - L_2) i_3.$$

Cette différence de potentiel doit être produite dans le rotor du premier moteur par le champ tournant qui en même temps produit dans le stator la tension $-E_1$ telle que

$$E_1 = \frac{\omega_1}{\omega_2} E_2 = \left(\frac{\omega_1}{\omega_3} \omega_3 - \frac{\omega_1}{\omega_2} \omega_2 \right) i_3 \neq \omega_1 (L_3 - L_2) i_3. \quad (4)$$

Par suite de la réactance du stator il existe encore la différence de potentiel $\omega_1 i_1$ et $\omega_1 L_1 i_1$ prises avec le signe —, car le courant i_1 (au moins en général) est opposé à la différence de potentiel appliquée E_{p1} .

On a donc pour la différence de potentiel aux bornes (fig. 1).

$$\begin{aligned} E_{p1} &= E_1 \pm \omega_1 i_1 \neq \omega_1 L_1 i_1 \\ &= \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \omega_3 - \frac{\omega_1}{\omega_2} \omega_2 - \omega_1 \right) i_3 \neq \omega_1 (L_3 - L_2 - L_1) i_3 \quad (5) \end{aligned}$$

en négligeant toujours le courant magnétisant.

L'angle α entre i_3 et E_{p1} est donné par l'expression

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega_1 (L_3 - L_2 - L_1)}{\frac{\omega_1}{\omega_3} \omega_3 - \frac{\omega_1}{\omega_2} \omega_2 - \omega_1}. \quad (6)$$

Il existe entre les grandeurs ω_1 , ω_2 , ω_3 , une certaine relation que l'on peut tourner dans le cas considéré de la façon suivante :

Si le champ tournant du premier moteur fait

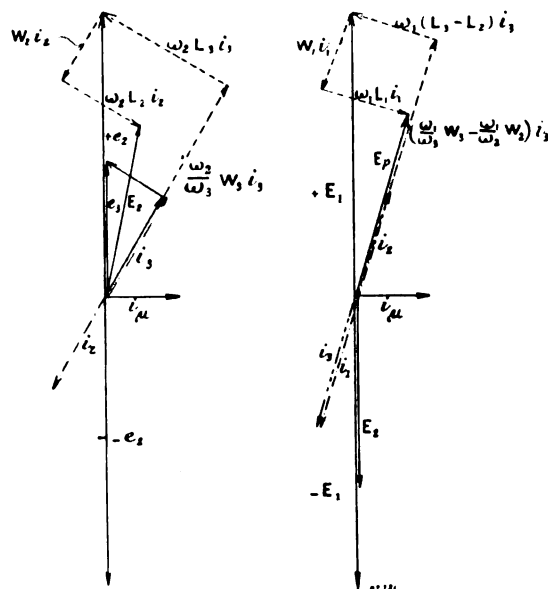


Fig. 1.

ν_1 tours par seconde et son rotor n tours par seconde le courant du rotor a la fréquence

$$\nu_2 = \nu_1 - n. \quad (7)$$

Comme nombre absolu ν_2 doit toujours être positif; n est compris entre les deux limites

$$\frac{\nu_1}{2} \leq n \leq \nu_1$$

Le champ tournant du second moteur fait ν_2 tours par seconde, et comme le second rotor fait également n tours par seconde la fréquence est

$$\nu_3 = \nu_2 - n = \nu_1 - 2n \quad (8)$$

ou plus exactement d'après la remarque faite plus haut.

$$\nu_3 = -(\nu_1 - 2n). \quad (9)$$

Les équations (7) et (9) donnent

$$2\nu_2 + \nu_3 = \nu_1$$

$$\nu_2 = \frac{\nu_1 - \nu_3}{2}$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_1 - \omega_3}{2}. \quad (10)$$

La formule de $\operatorname{tg} \alpha$ (équation 6) devient

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega_1 (L_3 - L_2 - L_1)}{\frac{\omega_1}{\omega_3} \omega_3 - 2 \frac{\omega_1}{\omega_1 - \omega_3} \omega_2 - \omega_1} \\ = \frac{\left[\frac{\omega_3}{\omega_1} - \left(\frac{\omega_3}{\omega_1} \right)^2 \right] \omega_1 (L_3 - L_2 - L_1)}{\left(\frac{\omega_3}{\omega_1} \right)^2 \omega_1 - \frac{\omega_3}{\omega_1} (\omega_1 + 2\omega_2 + \omega_3) + \omega_3} \quad (11)$$

valable pour la marche au delà du synchronisme dans les limites

$$0 \leq \frac{\omega_3}{\omega_1} \leq 1.$$

L'échelle de glissement n'est donc plus une droite comme dans le cas du moteur unique; ce serait, si le terme du second degré manquait au dénominateur, une parabole dont les points initial et final se trouveraient sur le diamètre du demi-cercle et dont l'axe de symétrie serait perpendiculaire à ce diamètre. Pour interpréter exactement la formule, il faut construire sur le

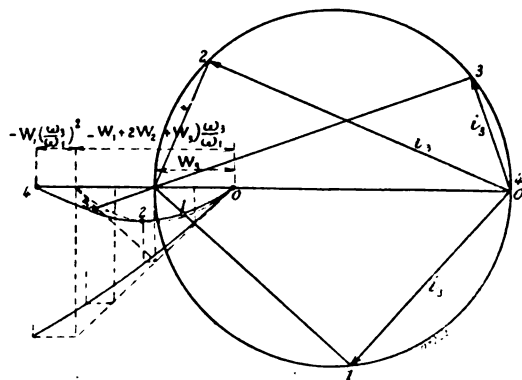


Fig. 2.

côté de la figure (fig. 2) chaque point correspondant à la valeur du terme du second degré.

Si le dénominateur de $\operatorname{tg} \alpha$ a une valeur positive, les moteurs renvoient du courant dans le réseau, courant décalé en arrière si le numérateur est positif et décalé en avant s'il est négatif. Si au contraire le dénominateur a une valeur négative, les moteurs absorbent du courant, décalé en avant si le numérateur est positif et en arrière s'il est négatif. La formule permet donc de retrouver le résultat déjà connu que deux moteurs connectés en cascade peuvent dans certaines circonstances emprunter du courant au réseau et produire du travail mécanique,

même lorsque leur vitesse de rotation est supérieure au synchronisme.

A proximité du synchronisme, c'est-à-dire pour de faibles valeurs de ω_3 , le troisième membre du dénominateur est prédominant et ce dernier est positif. Le phénomène précité se produit donc la plupart du temps au voisinage du véritable synchronisme; lorsque celui-ci est atteint, on a

$$\omega_3 = \omega_1;$$

le numérateur de $\operatorname{tg} \alpha$ et aussi α et i_3 sont nuls; le premier stator n'absorbe alors que le courant magnétisant, pendant que le premier rotor et avec lui le second moteur sont soustraits à toute action.

Le diagramme indiqué renferme une inexactitude — la plupart du temps très minime — car les courants magnétisants ont été laissés de côté. Il est possible de les prendre en considération mais on est alors conduit à des formules dont l'étendue et la complication rendent impossible leur emploi pratique. Il suffit, notamment pour les faibles glissements, d'augmenter comme dans le diagramme d'Heyland, le diamètre du demi-cercle des deux courants magnétisants et de considérer le segment total comme différence de potentiel aux bornes. Pour trouver des valeurs plus exactes, on peut appliquer les principes de la méthode indiquée pour les moteurs individuels ⁽¹⁾.

O. A.

Sur quelques applications des propriétés des dynamos en série. O. Corbino. *L'Elettrecista*.

L'auteur considère une dynamo-série avec inducteurs feuilletés parcourus par un courant variable, et tournant à vitesse constante. Pour des valeurs du courant comprises dans la portion rectiligne de la caractéristique, la force électromotrice peut être représentée par

$$e = KI$$

Si L et r désignent la self-induction et la résistance $V_A V_B$ les potentiels aux bornes A B, le sens de A vers B étant pris pour sens positif des courants; on peut écrire

$$V_A - V_B = rI - KI + L \frac{dI}{dt}$$

ou en posant

$$\rho = K - r$$

$$V_A - V_B = -\rho I + L \frac{dI}{dt}$$

où l'expression $-\rho$ est négative, puisque à la vitesse où la dynamo fournirait un courant égal au courant en court-circuit, on aurait toujours

$$K > r$$

Il en résulte que l'insertion d'une dynamo-série dans un circuit à courant variable revient à celle d'un conducteur inductif de résistance négative.

L'auteur applique cette remarque à un circuit fermé contenant une dynamo-série D, un alternateur A et une résistance inductive. Soit L la self-induction combinée du circuit total, l'alternateur tournant à une vitesse constante, soit E sa force électromotrice, I le courant, $-\rho$ la résistance négative de la dynamo, R la résistance du reste du circuit, on a :

$$E - L \frac{dI}{dt} - (R - \rho) I = 0$$

En supposant la force électromotrice sinusoïdale, de sorte que

$$E = E_0 \sin \omega t.$$

On aura

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R - \rho)^2 + L^2 \omega^2}} \sin(\omega t - \varphi)$$

Avec

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega}{R - \rho}$$

Si $R - \rho$ est positif, on se trouve dans les conditions ordinaires, sauf que le décalage φ est plus grand que sans la dynamo-série.

Si $R - \rho = 0$, le travail est fourni par la dynamo qui fonctionne en génératrice asynchrone tandis que l'alternateur ne fournit qu'un courant déwatté et détermine la fréquence.

Si $R - \rho$ est négatif, l'alternateur fournit encore la fréquence du courant, mais fonctionne en moteur, tandis que la dynamo toujours comme génératrice asynchrone, développe l'énergie consommée par le circuit et l'alternateur.

Dans une autre application, l'auteur considère un circuit contenant la dynamo, un condensateur et une résistance inductive ; si q est à

chaque instant la charge du condensateur de capacité G, on a la relation

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + (R - \rho) \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = 0$$

Supposons réalisée la condition

$$R \leq P$$

et admettons que le radical

$$\sqrt{\frac{(R - \rho)^2}{4} - \frac{1}{C}}$$

soit imaginaire ; la résolution de l'équation différentielle donne alors :

$$q = Qe^{-\frac{R - \rho}{2L} t} \left(\cos \omega t + \frac{R - \rho}{2L\omega} \sin \omega t \right)$$

expression qui pour $R - \rho$ négatif donne pour les valeurs de q une série d'oscillations à amplitude croissante. Pratiquement l'amplitude sera limitée par les propriétés magnétiques du fer de la dynamo ; en effet, quand l'intensité croît la force électromotrice cesse de lui être proportionnelle, et ρ n'est plus constant.

Si $R - \rho = 0$, condition que l'on pourra réaliser sensiblement entre certaines limites de l'intensité du courant ; les oscillations seront persistantes et sinusoïdales, avec une période égale à $2\pi\sqrt{LC}$.

P.-L. C.

ACCUMULATEURS

Nouvel élément. James W. Gladstone. Patente américaine, 724 856, septembre 1903.

Dans la figure 1 (élévation) et la figure 3 (coupe suivant *xx'*), A représente un récipient en verre, B un couvercle en porcelaine. Pour obtenir une bonne fermeture entre le verre et le couvercle, on emploie une bague de caoutchouc C. L'électrode positive D est constituée par de l'oxyde de cuivre maintenu à l'intérieur du récipient par un cadre en forme d'U, composé des montants E et de la traverse F. Il est terminé par un fil de cuivre muni à ses extrémités de boulons G qui le tiennent fixé au couvercle grâce aux écrous H. L'une des portes J du cadre amovible (fig. 2). Le ressort J est assujéti par des rivets K aux montants E qui portent dans ce but des saillies et sont munis de têtes L. La plaque

positive est maintenue entre les deux ressorts J et O. Pour cela le ressort amovible porte des ouvertures P dans lesquelles s'engagent les têtes des rivets. Ces ressorts O et J sont perforés pour permettre la libre circulation de l'électrolyte et sont pliés de façon à assurer un bon contact par pression avec la plaque. Les plaques négatives en zinc R sont placées de chaque côté

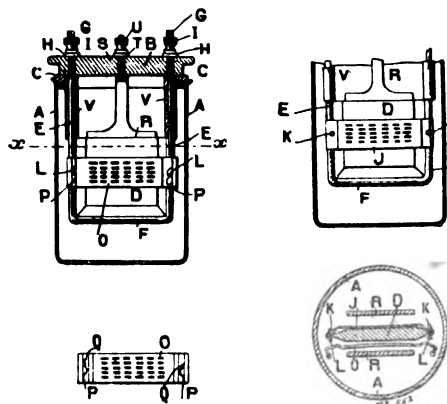


Fig. 1 à 4.

de la plaque d'oxyde de cuivre D, et ont la forme d'un U ; elles sont fixées au couvercle B par une barre S portant un filetage sur lequel est placé l'écrou T. Pour éviter les contacts nuisibles entre les plaques R et les montants E, ces derniers sont entourés à leur partie supérieure d'enveloppes isolantes V.

Améliorations aux appareils électrolytiques et entre autres aux accumulateurs. H. Benjamin Ford. Patente américaine, mai 1903.

Dans les accumulateurs actuels utilisant le zinc comme métal électro-positif soluble et le mercure combiné à du cuivre ou à un autre conducteur, le mercure a une tendance à fuir la surface verticale de la cathode et à tomber au fond du bac. La disposition horizontale des électrodes qui remédierait à cet état de choses présente de grands inconvénients. Ces inconvénients seront évités si l'on parvient à former à chaque charge une grande quantité de mousse de mercure tout en assurant en même temps un contact électrique parfait avec le support conducteur de la cathode. Chaque électrode négative est contenue dans un récipient poreux 10 constitué de préférence par du bois. La plaque de cuivre conductrice 11 est entourée de deux

plaques de zinc 12 et 13. Les 3 plaques sont ondulées verticalement ; la profondeur des onduations correspond à la largeur disponible du récipient 10. Ce dernier contient une quantité importante de mercure maintenue en contact

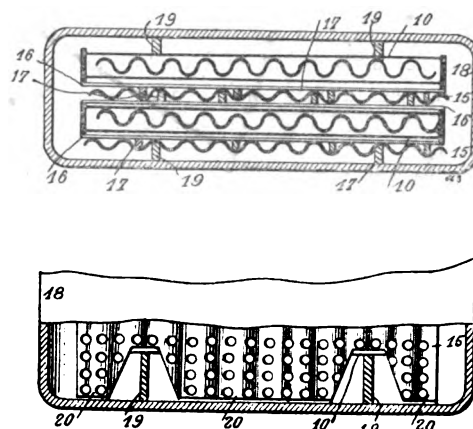


Fig. 5 et 6.

avec les plaques par les parois du récipient 10. L'électrode positive consiste en un support perforé et ondulé 15 qui peut être en plomb revêtu de peroxyde de plomb rapporté mécaniquement ou en cuivre avec du peroxyde de manganèse ou en une autre matière appropriée. Entre les électrodes positives et négatives se trouve un séparateur constitué par des bandes horizontales 16 et des bandes verticales 17 permettant la libre

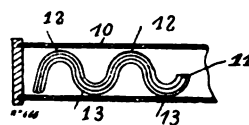


Fig. 7.

circulation de l'électrolyte. Le récipient 18 est muni d'un support formé de deux portes transversales 19 (figure 6) maintenant l'électrode négative à une certaine distance du fond. Les particules de matière active détachées des plaques positives se rassemblent dans cet espace. Ces dernières portent vers le bas des parties proéminentes 20, sur lesquelles la matière active tombée peut retrouver un contact avec le reste de la plaque.

Divers résultats d'expériences sur l'accumulateur Edison pour automobiles.

W. Hibbert a fait des essais sur un élément

pesant 5,8 kgr et contenant 6 négatives et 10 positives. D'après lui cet élément doit fournir 140 ampères-heure à une décharge de 20 ampères, sous une différence de potentiel moyenne de 1,25 volt, la même capacité environ à une décharge de 40 ampères sous une différence de potentiel moyenne de 1,20 volt, et 100 ampères-heure au régime de 100 ampères avec une différence de potentiel moyenne de 1,03 volt.

J. A. Fleming a fait exécuter au « Pender Electrical Laboratory, University College » des mesures qui ont duré depuis le mois de septembre 1903 jusqu'au mois de janvier 1904. D'une façon générale les décharges ont été poussées jusqu'à 0,8 volt; dans le 10^e essai du tableau ci-dessous la différence de potentiel était au début de 0,7 volt et à la fin de 0,3 volt; après la 13^e décharge l'élément a été mis en court-circuit pendant 16 heures.

NUMÉRO de la décharge	COURANT moyen en ampères	DIFFÉRENCE de potentiel moyenne en volts	COURANT maximum ampères	COURANT minimum ampères	AMP. - HEURE	WATTS-HEURE	CHARGE précédente amp.-heure	COURANT moyen de charge
1	30,6	1,224	32	22,6	173	212	900	30
2	30	1,214	32	19	173	210	660	60
3	31,9	1,208	33	20	159,5	193	274	60
4	28,7	1,216	32	17	168,5	205	269	60
5	51,4	1,179	57	31	155,5	183	262	60
6	60,5	1,192	69	36	145	173	225	100
7	72,9	1,147	80	41	142	163	225	100
8	91,5	1,117	112	62	143,5	160	230	100
9	93,5	1,161	116	60	154	178	237	100
10	266,2	0,49	375	170	115,5	57	245	100
11	40	1,197	42	24,5	150	179	281	97
12	34	1,211	36	21	130	158	184	92
13	23	1,231	24	13	143	176	237	95
14	29,9	1,234	30	17	142	175	315	105
L'ÉLÉMENT RESTE CHARGÉ PENDANT DEUX MOIS								
15	11,4	1,273	11,6	8,5	141	179	283	105
16	45	1,200	45	45	154	184	390	80
17	30	1,245	30	30	159	198	436	32
18	30	1,249	30	30	161	201	225	60
19	30	1,245	30	30	160	199	336	60

La figure 8 représente le résultat de charges et décharges anormales. L'intensité du courant de décharge fut augmentée petit à petit à partir de 30 ampères jusqu'au court-circuit. A ce moment le courant débuta à 375 ampères et tomba à 170, pour une résistance de 0,001 ohm; l'intensité de courant fut en moyenne de 266 ampères.

Après cette dure épreuve la capacité reprit après 20 décharges presque sa valeur primitive. Des décharges faites à la même intensité de courant montrèrent des divergences provenant du temps qui séparait la décharge de la charge précédente. Ces durées sont indiquées (fig. 8).

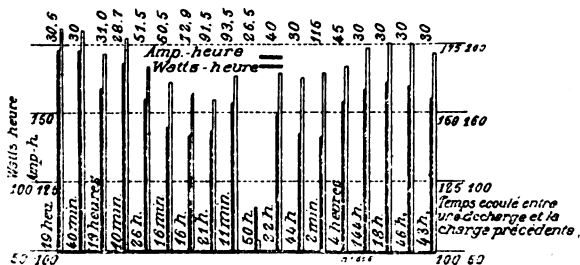
Pendant les 4 mois que durèrent les essais, 1,4 gr seulement de matière active avec 22 p. 100 de graphite se désagrégèrent, alors que

dans un accumulateur au plomb ayant subi 60 décharges en une année 0,45 kgr d'oxyde de plomb tombèrent au fond de l'élément. Pour voir s'il existait une action locale entre la matière active et les supports, on immergea dans la lessive alcaline des morceaux de fer polis (les uns nickelés, d'autres rouillés, d'autres enfin en partie nickelés et en partie oxydés). Après deux mois d'immersion ces morceaux de fer étaient intacts ⁽¹⁾.

Cet essai montre aussi l'insolubilité du fer et du nickel dans la lessive alcaline. La densité de

(1) S'il n'existe pas d'action locale, comment s'expliquent les divergences signalées plus haut entre les décharges d'égale intensité faites en laissant écouler après la charge un intervalle de temps plus ou moins long? N. d. I. R.

l'électrolyte ne subit aucune variation pendant la charge et la décharge. Aussitôt que la charge approche de sa fin, on observe une élévation de la tension à circuit ouvert. L'élément ne fut pas essayé dans les conditions habituelles d'un parcours sur routes. On doit tirer de ces essais la conclusion suivante : le poids et la capacité différent peu de ceux des accumulateurs légers au plomb. La durée des plaques est beaucoup plus considérable que dans ces dernières; la désagrégation et la chute de matière active sont beaucoup plus faibles; les actions locales entre



960 km ne sont pas exactes. Une batterie de 140 ampères-heure à 30 ampères qui assurait un parcours moyen journalier de 45 km et pesait 10,4 kgr par élément avec de l'acide de poids spécifique 1,250 — 1,260, couvrit sans lavage un parcours de 6 400 tonnes-km. Un de ces éléments donna, pour une décharge à 37,5 ampères en moyenne, 112,5 ampères-heure, soit pour une différence de potentiel moyenne de 1,93 volt 217 watts-heure. Un élément Edison travaillant pendant 4 heures au même régime donne 150 ampères-heure soit, pour une différence de potentiel moyenne de 1,26 volt (plus élevée que celles trouvées dans les essais) 189 watts-heure. Chaque élément au plomb pesait 10 kgr, soit



Fig. 10.

440 kgr comme poids total de la batterie ; chaque élément Edison pesait 7,7 kgr soit 539 kgr pour une batterie de 70 éléments donnant la même différence de potentiel aux bornes. En ce qui concerne la chute de tension, elle s'élève dans les éléments Edison, à $1,3 - 1,1 = 0,2$ volt soit 14 volts pour la batterie totale ; dans les accumulateurs au plomb elle s'élève à $2,1 - 1,75 = 0,35$ soit 13,2 volts pour la batterie totale⁽¹⁾. Une batterie d'automobile au plomb dans laquelle les électrodes étaient enveloppées d'amiante, ne présenta pas trace de boue après 9 600 km de trajet. Dans quelques éléments de ce type, étudiés au laboratoire, le rendement baissa de 7 p. 100 environ en 18 mois.

Hibbert a étudié un élément ayant effectué un parcours de 4 800 km dans un fiacre électrique

(1) Il est à remarquer que l'auteur a pris pour l'élément Edison les chiffres les plus favorables et pour l'accumulateur au plomb les chiffres les plus défavorables.

N. d. l. R.

de Londres ; il a trouvé que 1/2000 de la matière active totale était tombé au fond du récipient. De l'acier placé pendant 30 ans dans une lessive alcaline contenue dans une bouteille cachetée, est resté absolument intact. Tous les expérimentateurs ont trouvé des résultats sembla-

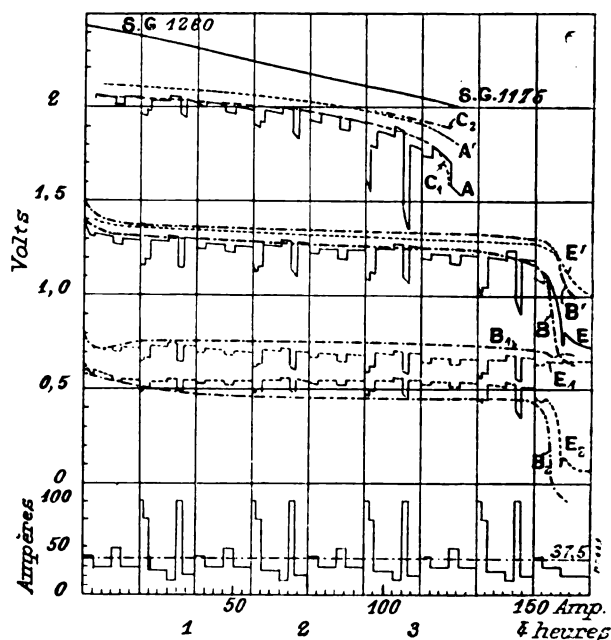


Fig. 11.

Courbe A, différence de potentiel d'un élément Contal à différentes intensités de décharge.

Courbe A', force électromotrice.

Courbe C, et C', différence de potentiel et force électromotrice d'un élément Contal pour un courant moyen de 37,5 ampères.

Courbe E et E', différence de potentiel et force électromotrice d'un élément Edison à diverses intensités du courant de décharge.

Courbe E₁, différence de potentiel entre l'électrode négative et le récipient.

Courbe E₂, différence de potentiel entre l'électrode positive et le récipient.

Courbe B et B', différence de potentiel et force électromotrice moyennes d'un élément Edison.

Courbe B₁ et B₂, différence de potentiel moyenne de la plaque négative et de la plaque positive par rapport aux récipients.

bles. A la fin d'une décharge la résistance de l'accumulateur Edison croît très rapidement. Parmi 60 éléments placés sur un fiacre dans le but de les malmenier le plus possible, 5 diminuèrent de capacité. L'un d'eux qui avait été donné pour 160 ampères-heure au régime de 70 — 80 ampères présenta, après une régénération très simple, une capacité de 122 ampères-heure et aurait repris à peu de chose près sa capacité primitive si l'on avait répété plusieurs fois l'expérience.

L'Electrician fait remarquer que malgré les soupapes une bonne partie de la lessive alcaline sort de l'élément.

L'Automotor attire l'attention sur ce que le fer et l'oxyde de nickel sont dépouillés artificiellement de leur état passif et qu'on court toujours le danger de les voir y retourner. Dans les essais de Hibbert, les éléments ont toujours été déchargés de 1,3 à 0,7 volt. Cette chute de 46 p. 100 est un inconvénient capital pour la traction automobile. Il faudrait, pour assurer la marche à vitesse constante, avoir recours à des groupements en parallèle et commencer le parcours avec un poids de batterie inutilisé. Un second inconvénient grave est le grand encombrement de la nouvelle batterie pour une puissance donnée.

R. V.

ÉLECTROCHIMIE

Production des nitrites par réduction électrolytique. J.-W. Muller. *Zeitschr. für Elektrotech.*

L'auteur a trouvé que les solutions concentrées de nitrate donnaient les meilleurs rendements. Il emploie une solution saturée de nitrate de soude à 80-90° C, une cathode en cuivre amalgamée et un diaphragme poreux ; il a obtenu un rendement de 85-92 p. 100 jusqu'à la transformation de 30 p. 100 du nitrate. Au delà de 30 p. 100, le rendement décroît rapidement.

C. L.

Production des nitrites par réduction électrolytique des nitrates. E. Muller et J. Weber. *Zeitsch. f. Elektrotech.*

Les auteurs se servent d'un vase poreux pour éviter l'oxydation du nitrite ; la cathode doit être en cuivre spongieux ; le potentiel de la cathode a une grande importance.

Avec des densités de courant trop fortes, la réduction est poussée trop loin et il y a formation d'ammoniaque. La densité de courant de 0,25 ampère par décimètre carré donne les meilleurs résultats : 66,3 p. 100 du nitrate sont transformées en nitrite avec un rendement de 90 p. 100.

Une solution de nitrate à 20 p. 100 fournit une solution de nitrite à 10 p. 100.

La difficulté de la réalisation industrielle de ce procédé réside dans la faible concentration des solutions obtenues. Si la concentration du nitrite s'accroît, le rendement est moins bon à

cause de la formation d'ammoniaque et du dégagement d'hydrogène à la cathode.

C. L.

ÉCLAIRAGE

Sur l'arc électrique entre conducteurs de la seconde classe. — Biegón von Czudnochowski. *Physikalische Zeitschrift* 15 février.

Quoique l'arc électrique soit en lui-même une forme de décharge assez bien définie, son caractère dépend en grande partie de la constitution de ses électrodes. Peu de substances sont impropres à la production de l'arc électrique ; la plupart de celles qui sont propres à la production de l'arc peuvent, comme l'auteur l'a déjà montré, être divisés en groupes tels que les membres de chacun d'entre eux produisent des arcs d'un type particulier. Le premier groupe, électrode de la première espèce, comprend les matières formées presque exclusivement de charbon ; au second groupe appartiennent les électrodes contenant, en quantités variables, des sels métalliques destinés à colorer l'arc et à améliorer le rendement ; le troisième groupe est caractérisé par l'absence presque complète de charbon et par les mélanges de sels métalliques, comme le magnésie, le fluorure de calcium, l'oxyde de chrome ou de nickel. Mais ces mélanges ne peuvent donner lieu à un arc s'amorçant spontanément par simple contact ; ils nécessitent l'adjonction, passagère ou permanente, d'un dispositif capable de le chauffer, par exemple un arc auxiliaire entre crayons de charbon ordinaires. Le premier qui ait employé de telles électrodes de la troisième classe pour améliorer le rendement et pour colorer la lumière est Jablochhoff. Nernst en étudiant une modification de ce dispositif a fait quelques observations importantes ; la question a été ensuite travaillée par E. Rasch. La consommation spécifique de ces électrodes est relativement faible ; la lumière qu'elles rayonnent donne un spectre discontinu. L'auteur pense que l'arc entre de telles électrodes de la troisième espèce mérite une attention plus grande que celle qu'on lui a accordée jusqu'à présent, car il donne lieu sous plusieurs points de vue à des remarques intéressantes auxquelles est consacrée cette étude.

Chaque arc électrique est une décharge dans les gaz qui, outre la différence de potentiel E_0 et

l'intensité J , est caractérisée par la résistance, et la consommation d'énergie dépendant de la longueur L du chemin suivi par la décharge dans le gaz. La relation générale entre ces 3 grandeurs est donnée par l'expression

$$J = \tilde{f}(E_b L) \quad (1)$$

Suivant que nous supposons J ou B invariable, nous obtenons deux cas spéciaux. La relation entre J et E pour L constant est représentée par la caractéristique qui, pour les mêmes électrodes et une densité de courant variable, indique d'une façon générale les modifications résultant dans l'arc. Si nous supposons J constant, nous obtenons une courbe qui indique la relation entre la tension et la longueur de l'axe, et dont l'allure nous permet de tirer des conclusions de plusieurs genres. On a souvent essayé de trouver une loi pour exprimer cette dernière relation, mais on n'est arrivé jusqu'à présent à aucun résultat satisfaisant, car on n'obtient des lignes simples que dans des cas déterminés. Lorsque les courbes ne s'écartent pas trop d'une droite, on peut employer en général la relation

$$E = a + \frac{\gamma}{J} + L \left(\beta + \frac{\delta}{J} \right) = m + nL \quad (2)$$

Les valeurs des deux constantes m et n dépendent de l'intensité du courant. La validité d'une telle « Loi de la ligne droite » indiquerait que les rapports sont très simples ou le supposerait : cela ne peut avoir lieu qu'avec des charbons homogènes et du courant continu, et dans ce cas la loi indiquée s'applique entièrement (H. Ayrton). En ce qui concerne l'arc à haute tension à courant alternatif entre électrodes métalliques

$$(E_b \text{ max} = 1\,200 \text{ volts} \quad J = 0,3 \text{ à } 0,5 \text{ ampère})$$

Ch.-Eug. Guye et B. Monash ont conclu de leurs expériences que la relation entre le voltage et la longueur de l'arc peut être représentée par une ligne droite, l'intensité du courant demeurant constante ⁽¹⁾. Mais si par exemple une électrode est constituée par un charbon à mèche, on n'obtient pas une droite ; il n'existe aucune expérience suffisamment complète faite à ce

(1) Recherches sur l'arc alternatif de très faible intensité jaillissant entre électrodes métalliques (*L'Éclairage Électrique*, t. XXXIV, 1903).

point de vue. Pour l'arc entre conducteurs de la seconde classe, les conditions nécessaires à sa formation semblent indiquer qu'il ne doit pas répondre à la même « loi de la ligne droite ». Des expériences probantes sur ce sujet manquent totalement jusqu'à présent. M. Rash indique, pour la courbe $E_b L$ de l'arc alternatif entre électrodes dites « mi-dures », les relations suivantes

$L = 0,1$	$1,0$	$1,1$	$1,2$	$1,3$	$1,75 \text{ mm}$
$E_b = 45$	53	58	62	65	70 volts
$L = 2,5$	$3,0$	$3,5$	$3,6 \text{ mm}$		
$E_b = 75$	90	100	105 volts		

Si l'on cherche, comme M. Rash, à représenter les observations par une droite, on trouve des écarts atteignant 8,25 et 8,62 p. 100 qui font supposer des erreurs d'observations importantes. Mais il n'y a aucune raison pour ne pas utiliser les observations telles qu'elles sont : on obtient ainsi, comme le montre la figure, une courbe

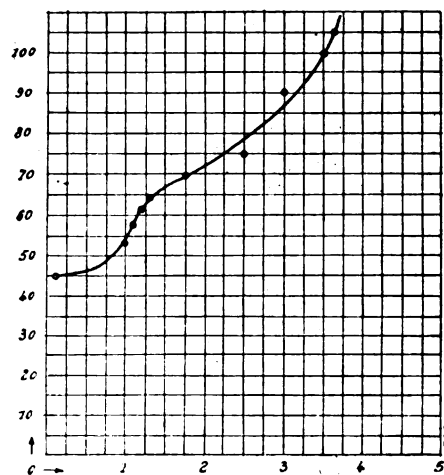


Fig. 1.

d'un caractère tout particulier, d'après laquelle la différence de potentiel croît d'abord très lentement avec L , puis très vite pour $L =$ approximativement 1 mm, et enfin lentement et peu à peu : cette allure est analogue à celle obtenue bien des fois pour l'arc entre charbons (Voir der Elect. Lichtbogen, fig. 10, 11, 29; H. Ayrton The electric arc, fig. 45, 46 et 48). Il s'agit seulement de savoir s'il y a des raisons pour que l'hypothèse d'une telle allure des courbes $E_b = f(L)$ soit plus plausible que celle d'une droite.

Tout d'abord les électrodes doivent être ren-

dues conductrices par un échauffement préalable, c'est-à-dire qu'il faut provoquer en elles une dissociation que rend possible leur conductibilité; ceci conduit à supposer qu'une part importante de l'énergie consommée dans la suite est employée uniquement au maintien de l'état de dissociation par l'entretien de la température élevée qui lui est nécessaire. A ces phénomènes présentés par les électrodes s'ajoutent les phénomènes qui ont lieu dans l'espace gazeux. La haute température provoque vraisemblablement une vaporisation sur la surface des électrodes et une ionisation de la masse gazeuse; de plus l'action de la lumière de faible longueur d'onde que rayonnent les électrodes par suite de leur température élevée devrait avoir une influence remarquable. L'existence d'un arc entre conducteurs solides de la seconde classe est donc pour ainsi dire liée à une action étrangère précédente sur les parties formant l'arc, électrodes et espace gazeux, c'est-à-dire une ionisation étrangère. Dans ce cas, désignons par N_i le nombre de ions formés par unité de temps et de volume, par N_m le nombre des ions disparaissant par combinaison dans les mêmes circonstances, par n_p le nombre des ions positifs et n_n le nombre des ions négatifs, par E_b la différence de potentiel aux électrodes, par J l'intensité du courant, par L la longueur de l'espace gazeux, par ε la charge d'un ion, et supposons la section gazeuse égale à l'unité : nous pouvons poser ⁽¹⁾

$$N_m = - \alpha n_p n_n = - \alpha n^2 \quad (3)$$

Dans l'unité de temps $\frac{J}{L\varepsilon}$ ions disparaissent de l'unité de volume par suite de la conduction du courant. Pour l'état d'équilibre on a donc

$$N_i - \alpha n^2 - \frac{J}{L\varepsilon} = 0 \quad (4)$$

Si l'on suppose la chute du potentiel constante entre les électrodes et égale à $\frac{E}{L}$, et si l'on introduit les vitesses spécifiques des ions v_p et v_n , l'équation précédente se transforme en

$$N_i - \alpha \frac{J^2 L^2}{E^2 \varepsilon^2 (v_p + v_n)^2} - \frac{J}{L\varepsilon} = 0 \quad (5)$$

⁽¹⁾ J.-J. THOMSON : La décharge de l'électricité dans les gaz. — J. STARK. L'électricité dans les gaz.

qui, pour de très grandes valeurs de E_b , se réduit par suite de la disparition du second membre à

$$J_{\max} = N_i L \varepsilon \quad (6)$$

Il en résulte que, pour une ionisation constante N_i , le courant maximum $J_{\max}$ est proportionnel à la distance entre les électrodes pour $E_b =$ constante, et qu'au voisinage de l'état de saturation (auquel $J_{\max}$ correspond) J croît avec l'écartement des électrodes, c'est-à-dire qu'un intervalle gazeux étroit présente une plus grande distance qu'un intervalle plus épais (voir J.-J. Thomson, Décharge de l'électricité dans les gaz, page 27). Pour J constant, la différence de potentiel n'est pas proportionnelle à la longueur, mais est relativement plus petite pour de plus grandes longueurs. La valeur constante de J sera, pour un écartement déterminé des électrodes, exactement égale au courant $J_{\max}$ correspondant à la saturation; si l'écartement L croît au delà de cette valeur déterminée, J ne croîtra plus. Nous avons affaire à l'arc électrolytique étudié par Rash avec une décharge alternative; comme la vitesse des ions dépend de la chute de tension, il s'ensuit que, lorsque E_b n'est pas proportionnel à L mais croît plus lentement, les ions ont, pour une longueur d'arc déterminée, une vitesse telle que pendant une demi-période ils ne peuvent pas atteindre l'autre électrode. Cette « longueur d'arc critique » serait reconnaissable dans la représentation graphique par une montée brusque et rapide de la courbe ⁽¹⁾.

De plus, à l'ionisation « étrangère » seule envisagée jusqu'ici et due à l'échauffement préalable et au maintien de la température élevée, on peut ajouter encore une ionisation électrique due à l'élévation de tension. Grâce à l'accroissement de la conductibilité de l'espace gazeux produit par cette ionisation électrique, l'augmentation de la différence de potentiel causée par l'augmentation de L devient faible. A une telle allure du phénomène correspondrait une courbe de forme tout à fait semblable à celle qui a été trouvée : nous devrions donc concevoir l'arc électrolytique comme un flux partiellement incapable d'exister seul, c'est-à-dire tout à fait incapable de s'établir au début, puisqu'il faut

⁽¹⁾ Si les raisonnements précédents se trouvaient rigoureux, il en résulterait peut être un moyen de déterminer la vitesse des ions dans l'arc.

une ionisation étrangère pour le provoquer, et partiellement capable de se maintenir dans la suite, puisqu'il contribue lui-même par la création d'ions à rendre le milieu gazeux conducteur (voir J. Stark, *électricité dans les gaz*, page 184).

On doit en déduire que si la température élevée était produite et maintenue d'une manière différente et tout à fait indépendante des phénomènes, l'arc naitrait et persisterait sous de très faibles différences de potentiel. L'influence qu'ont sur les relations entre la différence de potentiel et la longueur de l'arc les phénomènes en jeu dans les électrodes elles-mêmes, ainsi que la nature de ces phénomènes, nous échappe à l'heure actuelle; il est certain que cette action est englobée dans les résultats d'expérience actuels, puisque la différence de potentiel mesurée est la somme des chutes de potentiel aux électrodes et dans l'arc. D'après tout ceci on peut admettre comme fausse l'hypothèse que les relations entre les longueurs d'arc et la différence de potentiel dans l'arc entre conducteurs de la seconde classe sont assez simples pour pouvoir être représentées par une droite. Il est à souhaiter que ces phénomènes très intéressants fassent l'objet d'études prochaines et complètes ⁽¹⁾.

La possibilité de l'application pratique d'un arc dépend de ses propriétés particulières dont la plus importante est son aptitude au réglage, c'est-à-dire le maintien des grandeurs électriques par le déplacement des électrodes correspondant aux oscillations inévitables. Il ne faut pas, dans l'étude de cette aptitude, se limiter à l'arc seul, car les électrodes sont toujours reliées par une résistance ohmique à la force électromotrice de la source d'électricité supposée constante. Un dispositif dont le but est de maintenir d'une façon durable un arc présentant des propriétés déterminées et une « lampe à arc » : comme pour J et E_b donnés la résistance W_b

dépend de la longueur de l'arc L , un tel appareil a pour fonction de rapprocher ou d'écarter les électrodes suivant que L est trop grand ou trop petit. La partie mobile de la lampe effectue les déplacements d'électrodes d'après les écarts entre les constantes de l'arc et leurs valeurs normales; si L est trop grand, ΔW_b est positif et E_b est trop grand; pour L trop petit ΔW_b est négatif et J trop grand; ces variations sont utilisées pour le réglage au moyen de combinaisons de bobines. Si dans un cas, l'inclinaison de la courbe $E_b = F(L)$ est plus forte que dans un autre, le même accroissement de longueur ΔL correspondra dans ce cas à un plus grand accroissement ΔE_b de la tension et inversement. Mais à une même variation de la résistance en pour cent correspond la même variation de la différence de potentiel, c'est-à-dire, dans le premier cas, une plus faible variation absolue de largeur que dans le second. Désignons la distance invariable des conducteurs par W_z ; l'influence de ΔW_b , causé par $\pm \Delta L$, sur la consommation d'énergie dans l'arc, est très différente suivant la valeur du rapport $\frac{W_z}{W_b}$: pour ΔW_b positif, c'est-à-dire aussi ΔE_b positif, la variation d'énergie ΔA_b en p. 100 est la suivante :

pour

$$W_z < W_b \quad \Delta A_b < 0$$

pour

$$W_z = W_b \quad \Delta A_b = 0$$

pour

$$W_z > W_b \quad \Delta A_b > 0$$

Des variations d'énergie dépend la plus ou moins grande constance de la puissance lumineuse de l'arc; pour que cette constance soit aussi assurée que possible, il faut que ΔA_b soit aussi petit que possible, et par suite que ΔW_b ou ΔL soient aussi faibles que possible ⁽¹⁾. Par conséquent le réglage mécanique de la lampe doit être d'autant plus sensible que la courbe E_b correspondant

⁽¹⁾ M. Rash classe les différentes électrodes électrolytiques en « tendres », « mi-dures » et « dures » suivant que leur résistance à froid est faible, moyenne ou élevée; d'après lui les électrodes « mi-dures » peuvent seules trouver un emploi pratique : les mesures qu'il a entreprises avec des électrodes « tendres » sur les relations entre E_b et L ne peuvent amener à aucune espèce de conclusions et la formation de ponts liquides incandescents entre les extrémités des électrodes les rend impropres à la formation d'un arc passable.

⁽¹⁾ En partant de la loi d'Ohm entre les différences de potentiel les résistances et les intensités, on obtient pour une différence de potentiel E constante du réseau, par différenciation et introduction des variations en pour cent telles que $100 \frac{dE}{E} = \Delta E_b$ les équations suivantes :

$$\Delta W_b = \Delta E_b - \Delta J, \quad -\frac{W_z}{W_b} = \frac{\Delta E_b}{J}, \quad \Delta A_b = \Delta E_b + \Delta J$$

d'où l'on déduit les relations indiquées.

aux électrodes employées est plus escarpée et que $\frac{\Delta E_b}{\Delta L}$ ou $\frac{dE_b}{dL}$ est plus grand, puisque dans ce cas un plus faible déplacement des électrodes correspond à une égale exactitude du réglage ⁽¹⁾.

Une lampe à arc doit donc être construite d'une façon appropriée au genre d'électrodes qui lui sont destinées ou à l'arc que l'on désire obtenir; plus la différence de potentiel dans l'arc est élevée et plus sa longueur est courte en même temps, plus les déplacements de réglage doivent être faibles pour une sensibilité déterminée, et plus le mécanisme de la lampe est difficile à établir. En ce qui concerne l'arc entre conducteurs de la seconde classe, la différence de potentiel pour une faible longueur est relativement très élevée ⁽²⁾; de plus, si nous tenons pour exactes les indications de la figure, $\frac{dE}{dL}$ a par endroits une valeur très élevée et par endroits une valeur faible. Si notre lampe fonctionnait avec $L =$ approximativement 1 mm, nous obtiendrions de fortes variations de différence de potentiel ou d'énergie pour une faible valeur de ΔL ; au contraire pour $L = 1,5$ mm nous n'aurions qu'une faible valeur pour ΔA_b et nous pourrions, en élevant la différence de potentiel normale par suite de la plus grande longueur de l'arc, franchir la difficulté résultant de ce que, en moyenne, la différence de potentiel croît beaucoup plus vite avec la longueur de l'arc que dans les lampes à arc ordinaire employée jusqu'ici ⁽³⁾. En supposant toujours que la courbe $E_b L$ a la forme représentée par la figure, nous pourrions ainsi arriver à des conditions de réglage absolument analogues à celle des lampes ordinaires, mais toujours avec la nécessité gênante d'un arc auxiliaire.

Un autre inconvénient nous semble résider dans les modifications de conductibilité des

électrodes en fonction de la température; les oscillations de courant doivent produire ainsi des variations de la distance, dont l'effet est d'amplifier les oscillations du courant et de produire de fortes variations dans la lumière.

R. V.

TRACTION

Traction électrique triphasée sur chemins de fer. L'Elettricista.

La maison Ganz publie un important travail sur la traction électrique d'où l'*Elettricista* extrait une étude tendant à démontrer la supériorité du courant triphasé à haute tension pour les grandes lignes de chemin de fer.

Le problème de la traction sur les grandes lignes se différencie de celui des transports d'énergie ordinaires, en ce qu'il s'agit de transmettre des puissances de 500 à 1 200 chevaux, à plusieurs centaines de kilomètres, ce que l'on a guère fait jusqu'à ce jour qu'au moyen de courant continu et au moyen de stations assez rapprochées. Ce système n'est d'ailleurs applicable que sur des lignes à trafic intense et pour des trains légers. Sur les grandes lignes parcourues par des trains de marchandises et des trains rapides internationaux, la division des voitures en unités légères n'est plus possible, et les intervalles qui séparent la marche des trains sont nécessairement plus longs; dès lors la charge maxima de chaque sous-station diffère beaucoup de sa charge moyenne, ce qui est un grave inconvénient, tant au point de vue des frais d'installation qu'à celui du rendement moyen. Un tel système de traction doit donc posséder une élasticité que, avec du courant continu, on ne peut obtenir qu'au moyen d'une batterie d'accumulateurs puissante et ruineuse.

L'emploi du courant alternatif donne une solution plus économique, en réduisant la sous-station aux transformateurs alimentant directement la ligne. La surcharge que peuvent supporter ces appareils n'est limitée que par l'élévation de température et la chute de tension, si les dimensions du transformateur sont limitées par la première condition, ces dimensions et celles d'un transformateur correspondant à la charge moyenne sont entre elles comme la moyenne des carrés du courant est au carré des moyennes géométriques du même courant.

⁽¹⁾ Outre les variations de longueur et de résistance de l'arc dues à leur destruction progressive ou à leur manque d'homogénéité, la constance est aussi influencée par les oscillations inévitables de source de courants ou oscillation du réseau.

⁽²⁾ L'opinion contraire donnée par E. Rash repose sur une comparaison faite avec un arc à courant continu entre charbons homogènes alors qu'il avait employé précédemment du courant alternatif.

⁽³⁾ Dans cette comparaison il n'est question que de l'arc à courant alternatif entre charbons à mèche comme l'a étudié Heubach.

Mais l'emploi de tensions plus élevées augmente la distance des stations et par conséquent la charge moyenne; les dépenses d'installations diminuent en même temps que les frais d'exploitation, et ces mêmes avantages subsistent pour la station centrale.

D'autre part, une réduction importante de la section des conducteurs est une conséquence de l'emploi des tensions élevées; une ligne de 3 000 volts alternatifs équivalent à une ligne à courant continu de 700 volts pèse 10 fois moins; à section égale, la première permet de transporter, avec les mêmes pertes, une énergie égale à une distance 10 fois plus grande. Même avec l'emploi d'un troisième rail en fer de 62,5 kgr par mètre, la dépense pour le courant continu serait encore 7 fois plus forte.

Pour obtenir une exploitation économique, il est nécessaire d'employer une tension assez élevée, pour que toute la ligne puisse être alimentée par une seule station centrale, sans qu'il y ait besoin d'atteindre la limite de la section possible pour un bon contact.

Avec l'emploi d'un troisième rail la prise de courants même très intenses n'offre pas d'inconvénients, parce qu'on peut recourir à plusieurs contacts frotteurs; mais avec une ligne aérienne, on risquerait d'augmenter la pression contre le conducteur et de provoquer des vibrations dangereuses. La limite du courant d'une ligne aérienne au point de vue de la prise du courant, semble être en pratique d'environ 300 ampères, un tel courant, sous 3 000 volts, correspond à une puissance de 1 500 chevaux largement suffisante pour les grands trains des lignes interurbaines actuelles.

L'auteur critique à ce propos les essais de Zossen où la tension de 12 000 volts de la ligne était transformée sur la voiture de l'A. E. G. à 433 volts et, sur celle de la maison Siemens à 1 150 volts. Cette transformation favorable au fonctionnement des moteurs se fait aux dépens de la légèreté de la voiture, d'autant plus que le poids du transformateur augmente avec la puissance de la voiture. Il n'y a donc aucun avantage à augmenter trop la tension de la ligne. la limite pratique doit être basée sur une construction rationnelle des moteurs et autres appareils, sur un équipement économique de la ligne et sur un bon fonctionnement des appareils de prise de courant.

Pour répondre à l'objection fondée sur les dangers que présente les hautes tensions pour les voyageurs et les employés, l'auteur propose d'entourer les conducteurs et les appareils au moyen d'une enveloppe métallique reliée au truc de la voiture et, par suite, à la terre. Si le toit des voitures est lui-même métallique, la rupture et la chute d'un conducteur ne peut présenter aucun danger. La chute d'un conducteur sur des personnes circulant sur la voie est d'une rareté amplement prouvée par l'expérience. Dans les gares et les passages à niveau, rien n'empêche de munir les lignes aériennes des dispositifs de sécurité provoquant un court-circuit et actionnant les coupe-circuit en cas de rupture d'un conducteur. Dans les gares, on peut encore isoler du reste de la ligne tous les conducteurs qui la traversent et les mettre en circuit qu'à l'approche du train et au départ.

P.-L. C.

Block-System pour chemins de fer électriques. *Electrician*, 29 février 1904.

Des essais ont été faits récemment à Rochester (New-York), avec le système de signaux Young; Engineering News donne à ce propos une description détaillée de ce block-system.

Ce système se propose principalement d'utiliser le retour par les rails, sans supprimer ce retour pour les courants de traction; il réalise cet objet en employant du courant alternatif pour la manœuvre des signaux et en effectuant le sectionnement de la ligne de telle sorte que l'interruption a lieu seulement pour les courants des signaux et non pour le courant continu des moteurs.

La figure 1 ci-contre représente schématiquement ce système. L'un des deux rails est divisé par des joints isolants A, B, C, en sections AB, BC, etc. A l'entrée de chaque section est placé un mât de signaux, dont le bras est mu soit par l'air comprimé soit par un moteur électrique. Dans le cas de la figure, le moteur du signal est actionné par une batterie D, dont le circuit est fermé par un relais R_1 ; dans ces conditions, le bras est incliné dans la position « voie libre »; au contraire, si le circuit est ouvert, comme en R_2 , le bras se place dans la position horizontale sous l'effet d'un contrepoids et indique « voie fermée »

Le courant des signaux est fourni par un petit

alternateur G, placé dans les sous-stations, et fournissant 300 volts, à 100 périodes, à un fil de ligne parallèle au conducteur de traction. A l'extrémité de chaque section, se trouve un petit transformateur T fournissant 3 volts à cette section. Le point commun des deux enroulements de T est relié au rail non sectionné. A l'entrée de chaque section des fils *mn* relient les deux rails au relais avertisseur; ce dernier est lui-même un petit moteur à courant alternatif à 3 volts qui peut être disposé de diverses façons.

Dans les essais de Rochester, le courant d'excitation était fourni par une dérivation prise sur le conducteur de traction. Quand un train passe sur une section, telle que BC, les fils *mn* sont mis en court-circuit, et il ne passe pas de courant issu de *ab* dans le relais R_1 ; le contact qui ferme le circuit du signal tombe. En temps normal, au contraire, le contact du relais ferme ce circuit, par suite de la tendance à la rotation de l'induit du moteur pour l'action du courant alternatif.

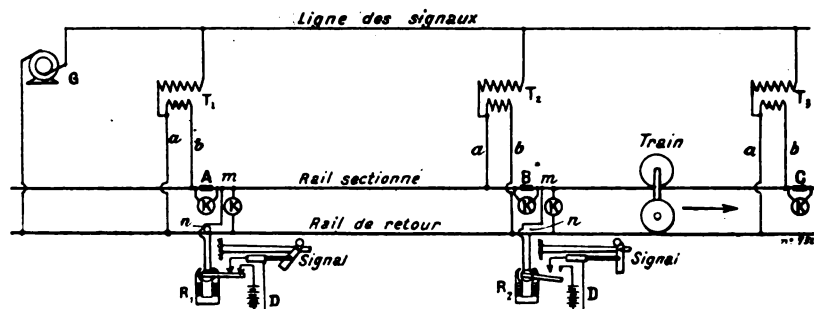


Fig. 1.

Comme on le voit dans la figure, les joints isolants A, B, C sont shuntés par des appareils K; dans les essais précités, la nature de ces appareils n'a pas été révélée au public; mais comme ils sont destinés à donner passage au courant continu des voitures, tout en interrompant le courant alternatif des signaux, on peut supposer que ces appareils sont constitués par des bobines de self-induction de faible résistance. Des connexions du même genre relient les deux rails, sans mettre en court-circuit les appareils avertisseurs.

Il est à noter encore que les connexions *a, b* de deux sections consécutives sont interverties; cette disposition a pour objet de fermer la voie en cas de rupture de l'isolation entre deux sections voisines. Ainsi, si l'isolation est rompue en B, le courant secondaire du transformateur T_2 passe librement en BC et un train circule sur cette section, il ne mettra pas complètement en court-circuit le relais R_1 . Dans ces conditions, si les connexions *a, b* de la section voisine étaient disposées de la même façon, un second train arrivant sur B trouverait la voie libre. L'inversion des connexions empêche cette éventualité, car si le joint B est mis en court-circuit le courant issu de T_2 agira sur le relais en sens inverse, en

faisant retomber violemment le levier de contact et en fermant la voie.

La génératrice G d'une puissance de 2 kilowatts suffit pour 25 à 30 km, soit pour 30 ou 40 signaux. Les transformateurs T absorbent 20 à 30 watts : leur puissance est de 50 watts; ils sont construits avec une forte chute de tension, ce qui augmente la sûreté du fonctionnement et prévient les conséquences d'un court-circuit. Les relais sont très sensibles et fonctionnent déjà avec 0,1 volt.

L'inventeur prétend que son système s'applique sans difficultés aux chemins de fer à courant alternatif; il suffit de choisir convenablement la fréquence des courants de signaux.

P.-L. C.

Le chemin de fer entre Liverpool et Southport. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 24 mars.

Une exploitation de traction électrique sur voies ferrées tout à fait moderne vient d'être ouverte au public après diverses épreuves de bon fonctionnement; c'est la nouvelle ligne qui mène de Liverpool à Southport. La distance de ces deux points est de 30 km à vol d'oiseau, mais la longueur de voies est plus considérable. Le service était assuré précédemment par des

trains à vapeur, au nombre de trente-six par jour dans chaque sens. La plupart d'entre eux étaient des trains de voyageurs s'arrêtant à toutes les stations et mettant 54 minutes à effectuer le parcours ; quelques rapides l'effectuaient en 25 minutes.

La moyenne journalière entre Southport et Liverpool était de 3 000 trains-kilomètres ; d'après le nouvel horaire l'exploitation électrique comportera 5 000 trains-kilomètres ; le nombre des trains dans chaque sens sera porté à 6,5 et la durée du parcours pour les trains de voyageurs abaissée à 37 minutes ; la durée du parcours restant 25 minutes pour les rapides. Comme les trains électriques sont beaucoup plus légers que les trains à vapeur, le transit ne croîtra pas proportionnellement au nombre de trains ; il ne sera augmenté que de 30 p. 100. Chaque train consiste en quatre voitures.

La station centrale a été installée à Formby, environ au milieu de la ligne ; elle distribue des courants triphasés à 7 500 volts et 25 périodes pour des câbles à quatre sous-stations dont l'une est située à la station centrale même. La distance entre les sous-stations et Liverpool est 3,2, 6,15 et 26 km ; le faible écartement entre les stations voisines de Liverpool a été rendu nécessaire par la prévision d'une exploitation très dense entre cette ville et Hallroad, située à 11 km.

L'usine de production de force contient quatre générateurs de 1 500 kilowatts, les premiers accouplés directement à des machines horizontales et le dernier à une machine verticale à vapeur. Les grosses machines sont munies de distributions Corliss et tournent à 75 tours par minute.

La salle des chaudières contient seize chaudières Lancashire de 9,6 m de long et 2,55 m de diamètre disposées sur deux rangées de 8. La pression de la vapeur est 10,5 atmosphères. Le tirage est assuré par de gros ventilateurs et la cheminée n'a que 18 m. Le chargement des chaudières se fait à la main et l'installation de toute l'usine, a été simplifiée par la suppression de tous les appareils automatiques.

Même dans les circuits, à haute tension les disjoncteurs automatiques ont été rejetés. Les interrupteurs sont placés dans des chambres maçonnées et sont commandés à distance depuis le tableau qui de cette façon ne porte aucun courant.

Les interrupteurs sont à huile et placés dans une caisse en fer mise à la terre. Les transformateurs des sous-stations sont refroidis par une circulation d'air et sont connectés de façon à alimenter des commutatrices hexaphasées. Ces dernières sont des machines à huit pôles de 600 kilowatts ; leur vitesse normale de rotation est 375 tours par minute pour une fréquence de 25 périodes.

La distribution du courant s'effectue par des câbles souterrains, trois câbles ont été prévus, dont deux seulement suffisent en temps normal : on n'a pas ainsi à craindre d'interruption du service par suite de la rupture de l'un d'eux.

Les dispositions prises pour la distribution du courant aux voitures et le retour de ce dernier diffèrent un peu de celles adoptées jusqu'à présent.

Les commutatrices produisent du courant à 650 volts qui va aux moteurs par un troisième rail et revient par un quatrième rail. Ces deux rails de courant sont éclissés électriquement ; le rail positif du troisième rail est surélevé de 7,5 mm au-dessus de la hauteur des voies de roulement et situé à 1,2 m du milieu de la voie où est placé le quatrième rail. Les rails servant à la distribution du courant pèsent 35 kgr par mètre courant ; la prise de courant est constituée comme d'habitude par quatre sabots reliés ensemble par un câble courant tout le long du train. Le quatrième rail n'est pas en contact avec des frotteurs ; il sert purement et simplement de conducteur et est relié aux rails de roulement par des connexions transversales : le retour du courant s'effectue comme d'habitude par les roues. Ce dispositif a été adopté pour permettre les travaux d'entretien sur les voies ; on sait en effet que par suite de ces travaux, l'éclissage électrique des rails est fortement compromis et qu'il peut en résulter des perturbations dans l'exploitation. Dans le système décrit ces inconvénients disparaissent puisque les rails de roulement ne portent aucune connexion électrique capable d'être détériorée.

Les trains sont équipés avec 8 moteurs de 150 chevaux chacun ; la voiture de tête et celle de queue portent chacune 4 moteurs.

Aux deux extrémités sont placées des cabines de mécanicien, contenant les appareils nécessaires à la conduite. La connexion entre la première et la dernière voiture est faite, au moyen

de deux câbles. Au démarrage les moteurs sont par quatre en série ; à pleine vitesse ils forment quatre circuits en parallèles. Dans un voyage d'essai on a atteint la vitesse de 96 km à l'heure

l'accélération au démarrage était de 0,9 m par seconde. Le poids des trains sans voyageurs est de 140 tonnes

O. A.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

Les locomotives industrielles à accumulateurs. F. Sessions. *Transaction of Am. Inst. of El. Eng.*, t. XX, p. 967-990.

Dans cette communication l'auteur divise l'emploi des accumulateurs sur les locomotives industrielles en trois catégories suivant que les accumulateurs constituent la seule, la principale ou une source auxiliaire de l'énergie.

Il examine les divers dispositifs de charge et les relations entre la charge et la capacité de décharge des locomotives.

Après avoir énuméré les avantages des locomotives à accumulateurs au point de vue de la commodité, de la sécurité et même de l'économie, l'auteur se propose d'examiner l'équipement de ces machines sous les paragraphes suivants : Accumulateurs, moteurs, coupleurs et appareils de protection.

Batteries d'accumulateurs. — Quel que soit le rôle de la batterie, les accumulateurs doivent être disposés pour pouvoir être chargés : 1° sur la locomotive, à la station de charge ; 2° sur la locomotive fonctionnant sur un trôlet ou un troisième rail ; 3° quand ils sont enlevés de la locomotive.

Une locomotive peut être équipée avec une batterie comme seule source d'énergie, si son travail peut être effectué avec une seule charge, ou s'il y a des périodes de repos où la charge peut être refaite à la station, ou s'il existe des batteries de rechange toutes chargées. Quand la voie présente de fortes rampes ou des courbes accentuées, ou dans le cas de surcharges quelconques, l'emploi des accumulateurs est combiné avec celui d'un trôlet ou d'un troisième rail. Enfin, la batterie servira de source auxiliaire, quand la locomotive doit traverser des groupes de bâtiments, ou des cours où l'emploi du trôlet ou d'un troisième rail présente de sérieux

inconvenients, alors qu'il peut être établi dans d'autres passages de la locomotive.

La capacité de la batterie est déterminée par le travail à fournir entre ses deux points terminus, mais la durée de la décharge dépend naturellement du temps que doit prendre le trajet. La quantité d'énergie qu'une batterie chargée peut fournir est plus grande pour des décharges rapides jusqu'à une certaine limite où la batterie se détériore. Il faut se limiter pour les locomotives aux décharges d'une heure au minimum, sauf pour des périodes courtes, comme le démarrage où le taux de la décharge peut être plus élevé. On choisira donc la capacité de la batterie assez grande pour que la décharge se fasse en une heure au minimum.

Pour la prédétermination des diverses données de la batterie, l'auteur indique une série de tables s'appliquant sur une échelle très étendue.

Dans une première table, sont indiqués les kilowatts-heure et les efforts de traction nécessaires pour déplacer une tonne sur 100 pieds (30,5 m), avec des résistances, des pentes et des vitesses diverses. Cette table permet donc de déterminer la capacité de la batterie et la durée de décharge ; en admettant un rendement = 1 de la locomotive ; la connaissance approximative de ce rendement (70 p. 100 environ) donnera la capacité réellement nécessaire de la batterie. Une deuxième table donne le nombre de kilowatts-heure et la puissance disponible suivant la durée de décharge pour différentes batteries dont la capacité indiquée se rapporte à une décharge de huit heures.

Dans une troisième table, on trouve le poids total en tonnes, qui peut être déplacé par une batterie de 100 kilowatts-heure, sur différentes pentes et avec diverses résistances des trains,

à une vitesse de 100 pieds (30,5 m) par minute et avec un rendement supposé de 100 p. 100 de la locomotive.

La quatrième table fournit la puissance nécessaire pour déplacer 100 tonnes à 100 pieds (30,5 m) par minute. De ces deux dernières tables on peut donc déduire le poids total que peut déplacer une batterie quelconque, à diverses vitesses ; et, d'autre part, la puissance nécessaire pour déplacer divers poids, à diverses vitesses.

L'auteur donne des exemples d'utilisation de ces tables. On pourra s'en servir pour déterminer la capacité des moteurs et des génératrices nécessaires pour actionner des voitures avec un trôlet ou un troisième rail.

Ces tubes montrent clairement l'influence de la résistance des trains sur la capacité nécessaire de la batterie ; toute mesure tendant à réduire cette résistance, telle que le nivellement de la ligne et l'absence de courbes, a pour effet d'accroître le rayon d'action de la locomotive et le rendement du système.

Une dernière table dressée par l'auteur, donne les kilowatts-heure nécessaires pour charger une batterie capable de déplacer une tonne à 100 pieds par minute (30,5 m), pour diverses décharges, pour des résistances et des pentes variables. On peut en déduire approximativement le coût du transport des matériaux par locomotive à accumulateurs.

Moteurs et coupleurs. — L'auteur divise les locomotives industrielles en trois classes suivant qu'elles sont destinées à remorquer un train, à porter elles-mêmes la charge à transporter, ou aux deux objets à la fois. Dans le premier cas, le maximum de l'effort de traction dépend des conditions de la voie et des roues ; dans les deux autres, il dépend du poids porté par la locomotive.

Dans certains cas, la machine sera munie de tous les dispositifs nécessaires pour la charge des accumulateurs et pour les changements de vitesse ; dans d'autres cas, ces derniers suffisent, la charge se faisant en des points ou stations déterminées.

Les variations de vitesses s'obtiennent par le groupement en série ou en parallèle des mo-

teurs, par le groupement des accumulateurs, par l'introduction de résistances ou par une combinaison de ces moyens.

Il est bon de munir la locomotive de dispositifs permettant de prévenir les surcharges ainsi que la décharge des accumulateurs au delà de la limite de tension. Quelquefois, on calcule les moteurs et la batterie de façon que les roues patinent quand le courant dépasse une certaine valeur ; mais quand les accumulateurs sont employés en même temps qu'une source extérieure d'énergie, leur capacité est rarement assez grande pour provoquer le patinage des roues. Aussi, d'une façon générale, les locomotives doivent-elles être munies de coupe-circuits prévenant un accroissement du courant et un abaissement de la tension anormaux.

Les batteries sont généralement divisées en trois ou quatre groupes ; ce qui permet d'obtenir quatre vitesses avec deux moteurs. Un dispositif excellent consiste à connecter les moteurs en quantité d'une façon permanente, de diviser la batterie en quatre groupes et d'employer une résistance variable pour passer d'une des trois vitesses à l'autre.

On considère souvent, pour le choix de l'équipement, deux genres de service ; dans le premier, la locomotive doit exercer un grand effort à faible vitesse ou un effort réduit, à grande vitesse ; dans le deuxième, l'effort est sensiblement constant à toute vitesse. Dans le premier cas, la capacité totale des deux moteurs en quantité doit être égale à celles des accumulateurs connectés suivant quatre groupes ; de cette façon, on obtient l'effort maximum et à chaque groupe successif de la batterie correspond un effort moindre à une vitesse plus élevée. Dans le second cas, la capacité en courant de tous les éléments en série doit être égale à celle des moteurs en parallèle ; ces connexions donnent l'effort maximum à la vitesse maxima, et les autres groupements des éléments donneront le même effort à des vitesses moindres.

P. L. C.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'Ecole des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'Ecole centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'Ecole des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

ÉTUDE THÉORIQUE

SUR LES MOTEURS MONOPHASÉS A COLLECTEURS

II. — THÉORIE DU MOTEUR-SÉRIE

Les différents montages du moteur-série représentés dans la figure 1 peuvent être ramenés communément au schéma type α . Aux pertes près, il suffit à cet effet de choisir le décalage θ des balais, de la sorte que $\tan \theta$ soit égal au rapport des ampèretours statoriques principaux aux ampèretours dits de compensation et agissant en sens transversal. Nous pourrions donc étudier le fonctionnement d'un moteur-série quelconque, en partant du schéma α (fig. 1), où on a simplement décalé les balais d'un angle θ , dans le sens de rotation, par rapport à la ligne polaire pp .

En appelant comme précédemment :

$\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2$, les coefficients de self-induction des enroulements statorique et rotorique ;

$\mathcal{M}_1 \cos \theta$ et $\mathcal{M}_2 \cos \theta$, les coefficients statiques d'induction mutuelle des deux enroulements ;

$\mathcal{M}'_2 \sin \theta$, le coefficient d'induction dynamique du stator par rapport au rotor ;

ω_1 , la vitesse angulaire du vecteur de la tension d'alimentation $\mathcal{E}$;

ω_2 , la vitesse angulaire polaire du rotor ;

Enfin $\mathcal{I}$ le vecteur du courant d'alimentation ;

les conditions de fonctionnement du moteur-série pourront s'énoncer par l'équation vectorielle :

$$\mathcal{E} = \mathcal{I} \left[i\omega_1 \{ \bar{\mu}_1 \mathcal{L}_1 + \bar{\mu}_2 \mathcal{L}_2 - (\mathcal{M}_1 + \mathcal{M}_2) \cos \theta \} + \mathcal{M}'_2 \sin \theta \omega_2 \right] \quad (1)$$

..

si nous symbolisons par :

$$\begin{aligned} r_1 + i\omega_1 l_1 + i\omega_1 \mathcal{L}_1 &= i\omega_1 \mu_1 e^{-ik_1} \mathcal{L}_1 = i\omega_1 \bar{\mu}_1 \mathcal{L}_1 \\ r_2 + i\omega_1 l_2 + i\omega_1 \mathcal{L}_2 &= i\omega_1 \mu_2 e^{-ik_2} \mathcal{L}_2 = i\omega_1 \bar{\mu}_2 \mathcal{L}_2 \end{aligned}$$

les impédances imaginaires statorique et rotorique.

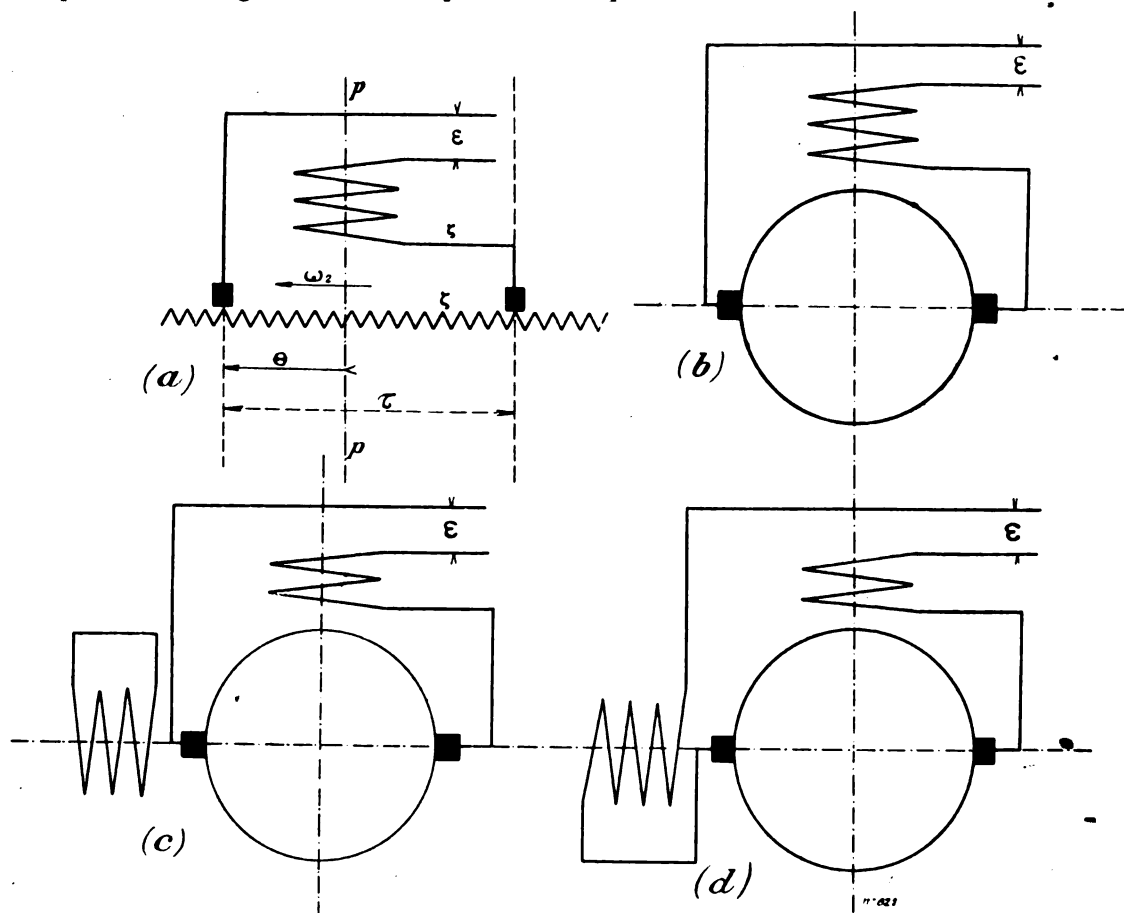


Fig. 1.

On obtient directement de l'équation (1) pour les courants à vide $\bar{I}_0$, $\frac{\pi}{2}$ et $\bar{I}_{0,\pi}$ correspondant aux décalages $\frac{\pi}{2}$ et π des balais, le rotor se trouvant bloqué :

$$\begin{aligned} \bar{I}_{0, \frac{\pi}{2}} &= \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 (\mu_1 \bar{\mathcal{L}}_1 + \mu_2 \mathcal{L}_2)} \\ \bar{I}_{0, \pi} &= \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 (\mu_1 \mathcal{L}_1 + \mu_2 \bar{\mathcal{L}}_2 + \Re_1 + \Re_2)} \end{aligned}$$

Comprenons ensuite sous :

$$\mu_1 \mathcal{L}_1 + \mu_2 \mathcal{L}_2 - (\Re_1 + \Re_2) \cos \theta = \Lambda e^{-ik} = \bar{\Lambda}$$

le coefficient d'impédance résultante, dont la composition vectorielle ressort du graphique (fig. 2), avec :

$$\overline{oa} = i\mu_1 \mathcal{L}_1; \overline{ac} = i\mu_2 \mathcal{L}_2; \overline{og} = i\mathcal{L}_1; \overline{ab} = i\mathcal{L}_2; \overline{od} = i(\Re_1 + \Re_2) \cos \theta; \overline{de} = (\Re_1 + \Re_2) \sin \theta$$

Si nous posons encore :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega_1 \Lambda \cos \lambda}{\omega_1 \Lambda \sin \lambda + \mathcal{N}'_2 \omega_2 \sin \theta}$$

l'expression générale du courant devient :

$$\bar{\mathcal{S}} = \bar{\mathcal{S}}_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{(\mu_1 \mathcal{L}_1 + \mu_2 \mathcal{L}_2)}{\Lambda \cos \lambda} \sin \varphi e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}$$

De l'expression pour $\operatorname{tg} \varphi$ on tire la vitesse de rotation

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{\Lambda \cos \lambda}{\mathcal{N}'_2 \sin \theta} (\cot g \varphi - \operatorname{tg} \lambda)$$

Multiplions maintenant l'équation fondamentale avec $i dt$ et intégrons entre 0 et 1. Si nous remarquons encore que les termes ayant $\mathcal{L}_1$, $\mathcal{L}_2$, $\mathcal{N}'_1$, $\mathcal{N}'_2$ comme facteurs, s'annulent identiquement, nous obtenons pour le couple, en dégagant les pertes par l'effet Joule :

$$C = \mathcal{N}'_2 \sin \theta \int_0^1 i^2 dt = \mathcal{N}'_2 \sin \theta \bar{\mathcal{S}}^2 = \mathcal{N}'_2 \frac{\sin \theta}{2} \bar{\mathcal{S}}_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{(\mu_1 \mathcal{L}_1 + \mu_2 \mathcal{L}_2)}{\Lambda \cos \lambda} \mathcal{S} \sin \varphi$$

et pour la puissance utile :

$$P_u = C \mathcal{S} \sin \varphi (\cot g \varphi - \operatorname{tg} \lambda)$$

Si nous appelons de nouveau $m_{13} \sin \theta$ et $m'_{13} \cos \theta$ les coefficients d'induction mutuelle statique et dynamique de l'enroulement statorique par rapport à une spire court-circuitée par les balais, et m'_{23} le coefficient d'induction dynamique de l'enroulement rotorique par rapport à la même spire, la force électromotrice induite dans cette spire pourra être écrite :

$$\bar{e}_3 = \bar{\mathcal{S}} [i \omega_1 m_{13} \sin \theta + \omega_2 (m'_{13} \cos \theta - m'_{23})]$$

ce qui nous donne pour le démarrage :

$$\bar{e}_{3,d} = \bar{\mathcal{S}}_d i \omega_1 m_{13} \sin \theta$$

DIAGRAMME IDÉAL DU MOTEUR-SÉRIE

En négligeant les résistances ohmiques et la dispersion magnétique des enroulements et en posant :

$$\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_2 = \mathcal{N}_1 = \mathcal{N}_2 = \mathcal{N}'_2 \text{ et } \mu_1 = \mu_2 = 1$$

il vient pour le courant :

$$\bar{\mathcal{S}} = \bar{\mathcal{S}}_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \theta} e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)} = \bar{\mathcal{S}}_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{\sin \varphi}{2 \sin^2 \frac{\theta}{2}} e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)} = \bar{\mathcal{S}}_{0, \pi} \frac{\sin \varphi}{\sin^2 \frac{\theta}{2}} e^{i\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}$$

avec

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2 \omega_1}{\omega_2} \frac{1 - \cos \theta}{\sin \theta} = \frac{2 \omega_1}{\omega_2} \operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} \right)$$

On reconnaît la grande analogie de ces expressions avec celles que nous avons trouvées pour le moteur à répulsion. Pour la construction du diagramme nous n'avons donc qu'à

suivre la voie déjà indiquée. Traçons en sens horizontal (fig. 3) le vecteur $\overline{OE}$ de la tension d'alimentation et verticalement en O les vecteurs :

$$\overline{OA'} = \overline{\mathfrak{I}}_{0,\pi}$$

et

$$\overline{OB} = \frac{\overline{\mathfrak{I}}_{0,\pi}}{\sin^2 \frac{\Theta}{2}}$$

La circonférence que nous décrivons sur $\overline{OB}$ comme diamètre nous représentera alors,

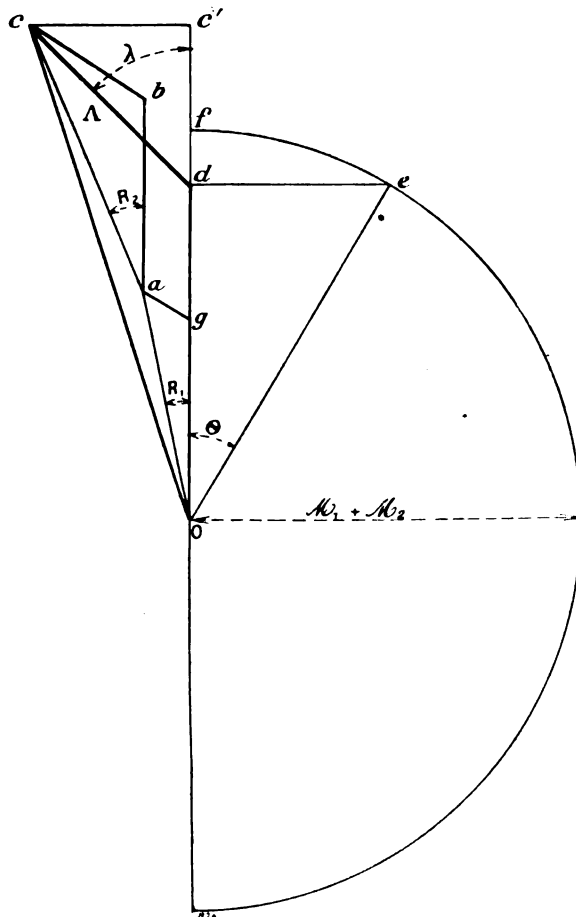


Fig. 2. — Lire K_1 et K_2 au lieu de R_1 et R_2 sur la figure.

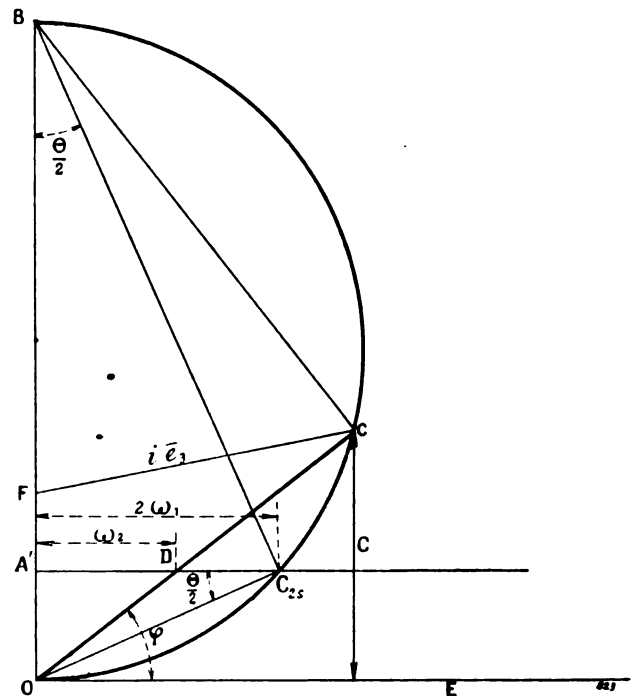


Fig. 3.

comme on a vu précédemment, le lieu des extrémités du courant d'alimentation $\overline{OC} = \overline{\mathfrak{I}}$, et l'angle $\angle COE = \varphi$ le décalage du courant $\overline{\mathfrak{I}}$ par rapport à la tension $\mathcal{E}$.

La vitesse de rotation est proportionnelle à $\cotg \varphi$, c'est-à-dire au segment AD découpé par le vecteur du courant $\overline{OC}$ sur l'horizontale menée par A, et rencontrant le cercle en C_2 .

Au point C_2 , nous avons $\varphi = \frac{\Theta}{2}$, donc $\omega_2 = 2\omega_1$, ce qui nous donne l'échelle de la vitesse ω_2 .

Le couple, étant proportionnel à $\mathfrak{I} \sin \varphi$, peut être représenté par la distance normale du point C à l'horizontale OE et devient maximum au démarrage et nul pour $\omega_2 = \infty$.

La tension lamellaire $\bar{e}_3$ sous les balais devient, en substituant pour ω_2 sa valeur :

$$\bar{e}_3 = m_{13} i \omega_1 \left[\bar{\delta} \cos^2 \frac{\Theta}{2} + 2 i \bar{\delta} \frac{\sin^2 \frac{\Theta}{2}}{\operatorname{tg} \varphi} \right] \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}$$

ou bien, en remplaçant dans le second terme entre parenthèses $\bar{\delta}$ par sa valeur explicite et en simplifiant :

$$\bar{e}_3 = m_{13} i \omega_1 \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2} \left(1 + \sin^2 \frac{\Theta}{2} \right) \left[\bar{\delta} - \frac{2 \bar{\delta}_0 \pi}{1 + \sin^2 \frac{\Theta}{2}} \right]$$

Fixons sur $\overline{OB}$ (fig. 3) une longueur $\overline{OF} = \frac{2 \cdot \overline{OA}}{1 + \sin^2 \frac{\Theta}{2}} = \frac{\lambda_0 \frac{\pi}{2}}{1 + \sin^2 \frac{\Theta}{2}}$ et relions F à C par une droite.

La tension lamellaire $\bar{e}_3$ sera alors proportionnelle et en quadrature avec le vecteur $\overline{FC}$. On peut remarquer que $\bar{e}_3$ est maximum au démarrage ($\overline{FB}$) et diminue, à mesure que ω_2 augmente, jusqu'à sa valeur limite ($\overline{FO}$) pour $\omega_2 = \infty$; $\bar{e}_3$ ne peut donc s'annuler à aucune vitesse.

Au point de vue de la commutation, le moteur-série se trouve de ce chef notablement disqualifié, comparé par exemple avec le moteur à répulsion, dont la tension lamellaire sous les balais s'annule au synchronisme.

Comme précédemment on peut également établir pour le moteur-série, qu'en maintenant le couple de démarrage constant, la tension lamellaire au démarrage diminue avec le décalage des balais. Nous reconnaitrons cependant tout à l'heure que le décalage des balais ne saurait être avec profit diminué indéfiniment, par suite de l'influence de la dispersion magnétique et des pertes ohmiques des enroulements.

ÉPURE GÉNÉRALE DU MOTEUR-SÉRIE TENANT COMPTE DES RÉSISTANCES OHMIQUES ET DE LA DISPERSION MAGNÉTIQUE DES ENROULEMENTS

Dans la figure 4a, nous reproduisons le tracé *oabcd* du polygone des impédances, mais orienté de sorte que le côté $\overline{oc}$ soit perpendiculaire au vecteur $\overline{OE}$ de la tension d'alimentation de la figure 4.

Menons maintenant dans la figure 4 en grandeur et direction le courant $\bar{\delta}_0 \frac{\pi}{2} = \overline{OA}$, et par A une parallèle à $\overline{gc}$ (fig. 4a) rencontrant la perpendiculaire par O sur $\overline{OE}$ en A'; portons ensuite sur cette perpendiculaire une longueur

$$\overline{OB} = \frac{\overline{OA}^2}{\Lambda \cos \lambda} \mathcal{L}_1$$

et décrivons sur OB comme diamètre une circonférence. Si nous faisons passer par O sous un angle $-\varphi$ une corde $\overline{OC}$ nous aurons directement :

$$\overline{OC} = \overline{OB} \sin \varphi e^{i \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right)} = \frac{\overline{OA} (\mu_1 \mathcal{L}_1 + \mu_2 \mathcal{L}_2)}{\Lambda \cos \lambda} \sin \varphi e^{i \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right)}$$

le cercle lieu des points C nous donne donc bien en ses cordes $\overline{OC}$ le courant d'alimentation $\bar{\delta}$ en grandeur et direction.

dans le fer et sous les balais, il reste finalement la partie du courant watté, dont on peut disposer mécaniquement, et qui nous donne, divisée par le courant watté total, le *rendement industriel*.

La tension lamellaire sous les balais peut être écrite en éliminant ω_2 :

$$\bar{e}_3 = i\omega_1 \left(m_{13} \sin^2 \theta + (m'_{23} - m'_{13} \cos \theta) \frac{\bar{\lambda}}{\partial \mathcal{N}_2} \right) \left[\bar{\delta} - \gamma_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{\frac{\bar{\mu}_1 \mathcal{L}_1 + \bar{\mu}_2 \mathcal{L}_1}{m_{13} \partial \mathcal{N}_2 \sin^2 \theta} + \bar{\lambda}}{m'_{23} - m'_{13} \cos \theta} \right]$$

Portons de O (fig. 4) une grandeur $\overline{OF}$ égale au second terme entre crochets. $\bar{e}_3$ sera alors avec $\overline{OF}$ constamment dans le même rapport vectoriel, représenté par le premier facteur.

INFLUENCE DU DÉCALAGE DES BALAIS SUR LES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR-SÉRIE

Il reste à examiner dans quel rapport les propriétés électriques du moteur-série varient avec le décalage θ des balais. Les expressions relatives au courant et au couple étant semblables à celles trouvées pour le moteur à répulsion, nous pourrions nous dispenser de reproduire les courbes correspondantes explicitement. Une simple comparaison avec ce qui a été établi précédemment, à l'endroit du moteur à répulsion, permet de reconnaître que les courbes représentatives du couple passent par un maximum et, à partir de là, tendent vers O à mesure que le décalage des balais décroît davantage.

D'autre part le courant d'alimentation augmente si θ diminue, devenant maximum pour $\theta = 0$.

Notons enfin qu'à une vitesse de rotation double de la vitesse synchrone nous obtenons le décalage θ_0 des balais, correspondant au facteur de puissance maximum, en menant du point *c* (fig. 4a) la tangente au cercle, décrit de *o* avec *oe* comme rayon.

On reconnaît, en négligeant de nouveau les pertes ohmiques, qu'avec ce décalage θ_0 des balais, le moteur-série travaillera à tout régime avec son meilleur facteur de puissance. De plus on tire directement de la figure 4a pour $\omega_1 = 2\omega_2$, avec $\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_2 = \mathcal{N}_1 = \mathcal{N}_2$:

$$\cos \theta_0 = \cos (\varphi_{2s})_{\max} = \frac{2}{2 + d_1 + d_2} = \frac{1}{1 + \frac{d_1 + d_2}{2}} = \frac{1}{1 + \frac{d}{2}}$$

si $d_1 = \frac{l_1}{\mathcal{L}_1}$, $d_2 = \frac{l_2}{\mathcal{L}_2}$ et $d = d_1 + d_2$ sont les coefficients de dispersion magnétique.

Le courant correspondant s'exprime ensuite :

$$\gamma_{2s} = \gamma_{0, \frac{\pi}{2}} \frac{1 + \frac{d}{2}}{\sqrt{d \left(1 + \frac{d}{4} \right)}}$$

Le facteur de puissance à une vitesse ω_2 quelconque devient sous ces conditions :

$$(\cos \varphi)_{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 d (4 + d)}}$$

On entrevoit que le meilleur facteur de puissance du moteur-série est, aux termes du second ordre près, égal au meilleur facteur de puissance du moteur à répulsion.

Pour le couple au démarrage on obtient de même :

$$\mathcal{C}_d = \frac{\mathfrak{M}'_2}{2} \left[\frac{1 + \frac{d}{2}}{\sqrt{d \left(1 + \frac{d}{4}\right)}} \right]^3 \sin^2 \frac{\pi}{2}$$

Il nous reste à voir finalement s'il peut y avoir intérêt à rendre inégaux les coefficients d'induction $\mathcal{L}_1$ et $\mathcal{L}_2$ pour le moteur-série répondant au schéma a de la figure 1. Admettons à cet effet qu'on ait pris :

$$\mathcal{L}_2 = a^2 \mathcal{L}_1 \text{ et } \mathfrak{M}_1 = \mathfrak{M}_2 = \mathfrak{M}'_2 = a \mathcal{L}_1$$

Ceci revient en somme à admettre que la dispersion magnétique soit devenue plus grande, étant donné que :

$$\mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_2 - (\mathfrak{M}_1 + \mathfrak{M}_2) = \mathcal{L}_1 (1 - a)^2 > 0 \text{ pour } a < 1$$

On voit donc que par ce faire, toutes choses égales d'ailleurs, on diminuerait le facteur de puissance, ce qui évidemment est un désavantage.

Examinons enfin comment on peut faire rentrer dans ces considérations le cas du moteur-série à pôles saillants, où l'aimantation transversale se trouve, comme dans le moteur Lamme sensiblement amortie. Admettons, pour simplifier les choses, que l'aimantation transversale soit nulle tout à fait ; on voit alors immédiatement que cette disposition peut être confondue avec le schéma c de la figure 1, où le champ transversal est compensé par un enroulement auxiliaire du stator, court-circuité suivant la ligne des balais. Mais nous avons vu, de plus, que ce montage était lui-même susceptible d'être ramené au schéma a de la figure 1. Il suffit, à cet effet, d'orienter les balais de la sorte que $\tan \theta$ devienne environ égal au rapport des ampèretours statoriques aux ampèretours rotoriques. Cependant la dispersion magnétique d'une bobine polaire unique étant toujours plus forte que la dispersion d'un enroulement à distribution circonférentielle continue, on ne saurait s'attendre pour un moteur à pôles saillants à un aussi bon $\cos \varphi$ comme pour un type à stator continu.

Il est manifeste qu'en général l'efficacité de toute compensation est limitée par la dispersion magnétique des enroulements, et que, pour les montages proprement compensés, la dispersion magnétique détermine également le rapport le plus avantageux entre les nombres de spires statorique et rotorique. Il n'est pas difficile, d'ailleurs, de reconnaître la corrélation entre ce rapport et le décalage des balais θ_0 , défini précédemment.

Somme toute nous pouvons dire, dès à présent, qu'à mêmes régimes le moteur-série ne saurait donner, si parfaitement compensé soit-il d'ailleurs, un facteur de puissance meilleur que le moteur à répulsion.

Nous insistons sur ce point, parce que les promoteurs du moteur-série, notamment en Amérique ⁽¹⁾, lui trouvent singulièrement un facteur de puissance plus élevé.

(A suivre.)

D^r TH. LEHMANN.

(1) B.-G. Lamme, Transact. of the Americ. Inst. of. Electr. Eng. Febr. 1904.

UN NOUVEAU DÉTECTEUR POUR ONDES ÉLECTRIQUES

Le besoin d'un détecteur d'ondes électriques réellement satisfaisant a tellement été signalé qu'une description du nouveau galvanomètre que j'ai établi en collaboration avec le professeur J.-A. Ewing sera probablement d'un certain intérêt.

Cet appareil diffère de ceux qui l'ont précédé en ce que les oscillations se manifestent directement et d'une façon très visible par un déplacement mécanique proportionnel à leur intensité, de même qu'un galvanomètre vis-à-vis d'un courant continu, et peuvent être appréciées directement à la lecture dans des limites pratiquement illimitées sans causer aucune action sur les fils aériens ou autres conducteurs.

Le professeur Fessenden, quelque temps avant, déclarait l'impossibilité d'obtenir un déplacement mécanique direct à cause de la très haute fréquence des oscillations. En se

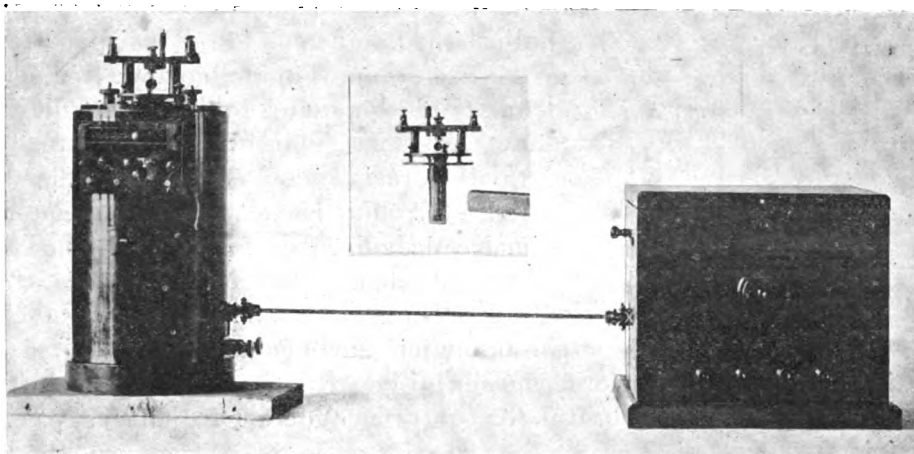


Fig. 1.

servant d'une source étrangère d'énergie (un champ tournant) et en s'appuyant sur une nouvelle propriété que j'ai découverte, cette difficulté est écartée et l'on obtient le même résultat que si l'on employait l'effet électromagnétique direct des ondes et cela avec encore plus d'intensité.

Ce phénomène consiste dans l'énorme augmentation de l'hystérésis lorsque de telles ondes se propagent le long d'un fil soumis à l'action d'un champ magnétique tournant. On peut alors utiliser l'énergie extérieure ainsi créée.

Le principe de l'appareil est donc dans l'augmentation de l'hystérésis produite dans une bobine de fil d'acier, placée dans un champ tournant lorsque les ondes se propagent le long de ce fil, produisant un magnétisme circulaire oscillant superposé au magnétisme longitudinal. Le principe de l'appareil et les premières expériences sont décrits dans notre communication en collaboration avec le D^r Ewing, lue devant la Royale Société de Londres, le 11 février 1904.

L'appareil est une modification de l'instrument connu du D^r Ewing (Ewing Hystérésis Tester) : mais dans le cas actuel il est fixe et le champ magnétique tournant est commandé par un moteur électrique.

L'enroulement de la bobine comprend un certain nombre de spires de fils d'acier très

fin isolé, le plan de chaque spire étant à angle droit avec l'axe de la bobine. Celle-ci est entièrement plongée dans du pétrole ou autre huile minérale lourde satisfaisant aux conditions d'amortissement voulues, l'huile servant aussi à régulariser les déviations et à assurer le parfait isolement.

On peut considérer cet appareil sous deux points de vue très différents. Ainsi pour les mesures physiques et pour les questions métriques d'une façon générale, l'instrument est muni d'un système magnétique permanent quant au champ et les lectures sont obtenues par degrés sur une échelle à l'aide d'un miroir fixé sur l'axe de la bobine.

Lorsque l'appareil fonctionne, il y a une déviation régulière due à l'hystérésis normale. Le point de division marqué sur l'échelle peut alors être pris pour zéro de la graduation. Lorsque les ondes vont arriver, la bobine va donner une nouvelle déviation de même sens que la déviation due à l'hystérésis normale et elle reviendra à sa position normale dès que les ondes cesseront.

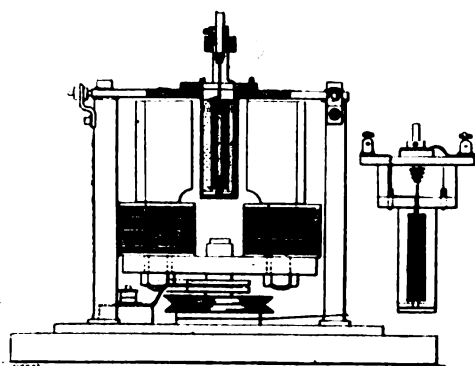


Fig. 2.

La sensibilité de l'appareil peut être obtenue telle qu'on la veut. Il suffit de donner les proportions voulues à la bobine et au fil. Ainsi pour les mesures près d'une bobine d'induction, une très petite bobine et une faible longueur de fil de fort diamètre et de faible résistance suffiront. Pour d'autres usages, où une faible résistance peut être requise, l'appareil pourra être équipé avec une bobine pourvue d'un primaire de cuivre de faible résistance ou sur la bobine elle-même, ou comme une cage extérieure à travers laquelle les ondes doivent passer, agissant par induction sur l'enroulement, qui, dans un tel

cas, doit être inductivement tourné et fermé sur lui-même ; on peut voir plusieurs modifications de tels enroulements dans le brevet 332 191 (France) de sorte qu'il n'est pas nécessaire de les décrire ici.

Un instrument, muni d'une bobine de la plus grande sensibilité, peut cependant être employé pour de telles mesures dans le cas d'un circuit de dérivation et l'on peut alors atteindre une sensibilité de l'ordre d'un cohéreur moyen.

Pour un récepteur de télégraphie sans fil, les conditions à remplir sont quelque peu différentes : alors la sensibilité (sans limites) et la rapidité du mouvement sont les desiderata qui dominent. (Aucun type d'appareil ne peut encore être animé par les mouvements de la bobine, un siphon recorder donnant des résultats satisfaisants).

Les oscillations employées dans ce but sont aussi d'une bien plus grande longueur d'onde et nécessitent dans le cas d'une simple connexion par excitation directe (pour les meilleurs résultats) l'emploi d'une plus grande longueur de fil dans la bobine. Lorsqu'on se sert d'un transformateur ou d'un couplage en dérivation les conditions sont différentes. J'espère d'ailleurs être bientôt capable de publier les résultats des expériences relatives à cette connexion.

Les figures montrent un type d'appareil dans lequel le champ tournant est fourni par un électro-aimant. La figure 1 représente une vue d'ensemble de l'appareil. Dans la figure 2 on a enlevé les couvercles pour montrer le système magnétique et l'intérieur de la boîte moteur. La petite figure intercalée au milieu de la figure 1 représente la bobine dans sa cellule.

L. HEATHCOTE WALTER.

INFLUENCE DE LA LUMIÈRE

SUR LA RAPIDITÉ DE FORMATION DES PLAQUES D'ACCUMULATEURS

Dans un article récemment paru dans *L'Eclairage Électrique* ⁽¹⁾, M. D. Tommasi appelle l'attention sur l'influence de la lumière sur la rapidité de formation des plaques de l'accumulateur au plomb. Il donne dans les deux lois suivantes le résultat de son étude expérimentale :

« Les plaques négatives de l'accumulateur se forment plus rapidement à la lumière que dans l'obscurité, toutes choses égales d'ailleurs, » et :

« Les plaques positives de l'accumulateur se forment plus rapidement dans l'obscurité qu'à la lumière, toutes choses égales d'ailleurs. »

Il remarque en même temps une légère différence dans la coloration des plaques formées, suivant que la formation s'est faite à la lumière ou dans l'obscurité : c'est ainsi que les négatives formées à la lumière ont un aspect plus franchement métallique que celles formées dans l'obscurité, et que les positives formées à la lumière sont plus claires et moins brunes que celles formées dans l'obscurité. Mais il constate que la capacité de ces plaques est très sensiblement la même. En un mot, la lumière agit sur la vitesse de formation, en l'accélérant pour les négatives, en la retardant pour les positives, mais nullement sur la capacité finalement obtenue.

Ces deux lois de l'influence de la lumière sur la rapidité de formation des plaques d'accumulateurs, que nous avons rappelées plus haut, sont en réalité comprises dans une seule et même loi, qui est la suivante :

« L'obscurité favorise l'oxydation du plomb, et, par conséquent, la lumière favorise la réduction de l'oxyde de plomb. »

Cette loi plus générale n'est d'ailleurs elle-même qu'une conséquence directe des phénomènes de l'Équilibre chimique : c'est une application du principe universel de l'Action et de la Réaction.

C'est ainsi qu'une élévation de température, par exemple, amène le fonctionnement des réactions dans le sens-endothémique ⁽²⁾, fait bien connu et établi par la théorie depuis longtemps.

De même, la lumière, manifestation *positive* de l'énergie, doit amener le déplacement de l'équilibre dans le sens endothermique, c'est-à-dire favoriser, par conséquent, la réduction des sels dont la formation est exothermique (le principe de la photographie repose sur ce fait), et ici en particulier favoriser la réduction de l'oxyde de plomb, état d'équilibre du plomb en présence de l'oxygène; — et son absence, ou l'obscurité, faciliter au contraire le déplacement de l'équilibre dans le sens exothermique, c'est-à-dire favoriser une oxydation plus prononcée du plomb.

Ainsi s'explique très simplement ce fait expérimental que la lumière agit favorablement sur la formation des plaques négatives, en l'accélérant, et défavorablement, au contraire, sur la formation des plaques positives, en la retardant. Il n'y a là, dans ces deux résultats pratiquement opposés de l'action de la lumière, qu'un seul et même fait : l'influence de la lumière sur le déplacement de l'état d'équilibre « oxyde de plomb ».

La coloration finale même présentée par les positives et les négatives formées à la

(1) *L'Eclairage Électrique*, t. XXXVIII, n° 7, 13 février 1904, p. 241 à p. 242.

(2) *L'Eclairage Électrique*, t. XXXIV, n° 5, 31 janvier 1903, p. 155.

lumière, en comparaison de celle de ces mêmes plaques formées dans l'obscurité, vient confirmer cette interprétation : cette différence de coloration manifeste, en effet, très nettement, dans une qualité directement perçue par les sens, la réalité de ce déplacement plus ou moins prononcé de l'équilibre.

Quant à la capacité finalement obtenue pour les plaques formées en présence de la lumière ou dans l'obscurité, elle ne saurait être différente, car la présence de la lumière pendant la formation n'a rien pu changer à l'état de porosité de la matière active, d'une part et, d'autre part, elle n'a pu modifier la nature même du plomb et en faire varier, par suite, la constante d'équilibre ni la vitesse de réaction ⁽¹⁾.

Tout au plus la lumière pourrait-elle avoir une influence positive ou négative sur la capacité, par sa présence pendant la charge et la décharge mêmes, comme cela a lieu pour la température, par exemple, par une action directe sur la vitesse de réaction. Il est même certain que cette influence de la lumière sur la capacité existe réellement, mais il est probable qu'elle est pratiquement faible et peut passer, en fait, inaperçue.

L'influence de la lumière sur la rapidité de formation des plaques de l'accumulateur au plomb en particulier, et d'un couple électrochimique en général, n'a donc rien qui doive surprendre.

Mais il était intéressant de montrer que cette action pratiquement opposée pour les plaques positives et négatives de l'accumulateur au plomb tient en réalité à une cause unique : l'action de la lumière sur l'état d'équilibre « oxyde de plomb », et de rattacher en même temps ce fait expérimental isolé au phénomène général de l'Équilibre chimique.

Georges ROSSET.

RÉPONSE A UNE CRITIQUE DE M. SCHOOP ⁽²⁾

Le fait que j'ai observé récemment, concernant l'action exercée par la lumière sur la vitesse de formation des accumulateurs ⁽³⁾, constitue un fait réellement nouveau et qui par cela même n'a pas encore été décrit dans aucun traité d'accumulateurs.

M. Schoop croit avoir signalé bien avant moi l'influence de la lumière sur la formation des plaques d'accumulateurs, mais cela n'est pas tout à fait exact, et voici pourquoi :

1° Parce qu'il n'a jamais étudié quelle était l'action de la lumière ou de l'obscurité sur la vitesse de formation des plaques négatives ;

2° Parce qu'il n'a pas non plus déterminé le rôle que jouait la lumière ou l'obscurité dans la vitesse de formation des plaques positives à oxyde rapporté, ni même de celles du type Planté.

M. Schoop a fait une observation intéressante en démontrant qu'une lame de plomb recouverte préalablement d'une couche de peroxyde de plomb électrolytique subissait une modification dans sa teinte par l'action de la lumière.

Pour établir ce fait, M. Schoop découpait dans une feuille de plomb, qui avait été auparavant peroxydée par le procédé Planté, deux lamelles ; il exposa l'une d'elles à l'action des rayons solaires et il plaça l'autre dans l'obscurité.

⁽¹⁾ *L'Éclairage Électrique*, t. XXXV, n° 22, 30 mai 1903. Essai sur la théorie des piles, par M. Georges Rosset, p. 341.

⁽²⁾ *L'Éclairage Électrique* du 30 Avril 1904, page 167.

⁽³⁾ *L'Éclairage Électrique* du 13 février 1904, page 241.

Après quelques heures, il constata que la couleur du peroxyde, noire d'abord sur les deux lamelles, était notablement modifiée sur la lamelle illuminée. A la lumière solaire, la teinte noire était devenue rouge fauve, tandis que la lamelle restée dans l'obscurité avait conservé sa couleur noire.

Mais, de ce qui précède, il résulte que M. Schoop n'a étudié en réalité que l'action de la lumière et de l'obscurité sur une lame de plomb recouverte de peroxyde électrolytique, et non pas sur une électrode positive à *oxyde rapporté*, pendant sa formation, ce qui est fort différent.

Les observations de M. Schoop relatives à l'action de la lumière sur le peroxyde de plomb se rapprocheraient plutôt de celles que j'avais faites, il y a quelque temps, concernant l'action de la lumière sur le sous-chlorure d'argent.

Et en effet, voici ce que j'avais observé ⁽¹⁾ :

Lorsqu'on plonge pendant quelques minutes (10 à 15) dans une solution de chlorure ferrique à 40°, une lamelle d'argent, celle-ci se recouvre d'une couche excessivement mince de sous-chlorure d'argent violet foncé.

Si l'on expose ensuite cette lame, après l'avoir lavée et essuyée, à l'action de la lumière, on observe ce fait singulier qu'elle blanchit, ou du moins que sa teinte devient plus claire, comme cela s'observe avec le peroxyde de plomb, dont la teinte devient également plus claire en passant du brun noir au brun rougeâtre.

En exposant la lame, recouverte de sous-chlorure, aux différentes parties du spectre solaire, j'ai obtenu les résultats suivants :

Rayons rouges. — La teinte du sous-chlorure devient plus foncée ;

Rayons jaunes. — La teinte du sous-chlorure devient un peu plus foncée, mais pas autant que dans les rayons rouges ;

Rayons verts. — La teinte du sous-chlorure blanchit fortement ;

Rayons bleus. — La teinte du sous-chlorure blanchit aussi fortement qu'à la lumière ordinaire.

Rayons violets. — La teinte du sous-chlorure blanchit faiblement.

En serait-il de même, si l'on exposait aux divers rayons du spectre solaire une lame de plomb recouverte de peroxyde de plomb ?

D. TOMMASI.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur la production de courants purement sinusoïdaux. Rüdénberg. *Elektrotechnische Zeitschrift*, 31 mars.

Depuis que les ondographes, oscillographes ou rhéographes ont donné, par le tracé des courbes de tension et de courant, la preuve que tous les courants alternatifs ne sont pas des phénomènes périodiques simples mais résultent de la superposition de phénomènes de diverses périodes, on s'est efforcé d'éviter autant que possible ces irrégularités, en partie parce qu'elles

donnent lieu à des actions parasites, comme la résonance, dans les longues lignes, l'augmentation de chute de tension etc., en partie parce que l'on désirerait pouvoir appliquer en toute rigueur dans le calcul de courants alternatifs les résultats simples indiqués par la théorie, lorsqu'on suppose les courants sinusoïdaux.

Il n'y a que deux moyens pour produire dans les machines usuelles à courant alternatif des ondes sinusoïdales. Le premier, le plus employé

⁽¹⁾ Voir le *Formulaire physico-chimique* par D. Tommasi, page 437.

jusqu'ici, consiste à donner aux masses polaires de l'inducteur une forme telle que la courbe de l'induction en fonction de la périphérie de l'induit soit représentée autant que possible par une courbe sinusoïdale; dans ce cas la force électromotrice produite dans les fils de l'induit par le passage de ce flux doit être aussi sinusoïdale. Quelque séduisante que soit cette méthode quand on ne l'examine que superficiellement, elle est tout à fait illusoire en pratique. En effet, si on fait produire un courant à cette force électromotrice sinusoïdale, ce dernier déforme tellement la belle courbe de champ qu'il ne faut plus songer à la comparer à une sinusoïde, et naturellement ce champ alternatif déformé ne peut plus engendrer qu'une force électromotrice déformée également. On s'est donc donné une peine inutile, puisque la machine ne tient plus en charge ce qu'elle promettait à vide.

Un second moyen nous paraît plus rationnel : on ne se préoccupe plus de ce que devient le champ variable, mais on ne s'occupe que des bonnes proportions à donner à la machine, proportions fixes qui ne se modifient pas avec la charge. De la courbe de flux nous ne disons qu'une chose, c'est qu'elle peut être représentée par une série de Fourier, ce qui est toujours le cas, et que cette série est assez rapidement convergente pour qu'on puisse négliger les termes d'un certain ordre, par exemple supérieur au deuxième. Nous verrons dans la suite jusqu'à quel point cette hypothèse est permise. Comme nous n'avons affaire qu'à des machines à courants alternatifs symétriques, tous les termes pairs de la série disparaissent et il est inutile de les prendre en considération.

Comme variable nous prendrons la périphérie de l'armature à partir d'une origine arbitraire. On a alors à chaque point de la périphérie l'induction (fig. 1):

$$B = f(x) = A_1 \cos \frac{x\pi}{\tau} + A_3 \cos 3 \frac{x\pi}{\tau} + A_5 \cos 5 \frac{x\pi}{\tau} + \dots \\ + B_1 \sin \frac{x\pi}{\tau} + B_3 \sin 3 \frac{x\pi}{\tau} + B_5 \sin 5 \frac{x\pi}{\tau} + \dots$$

D'une façon générale

$$f(x) = \sum_{\lambda} A_{\lambda} \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} + \sum_{\lambda} B_{\lambda} \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau}$$

où τ représente le pas polaire et x la variable. Si nous déplaçons dans ce champ la bobine dessinée figure 3 (par exemple bobine d'un enroulement à deux encoches), une force électromotrice $B l v$ prend naissance dans chaque fil, en désignant par l la longueur de chaque fil perpendiculairement à la périphérie, et par v la

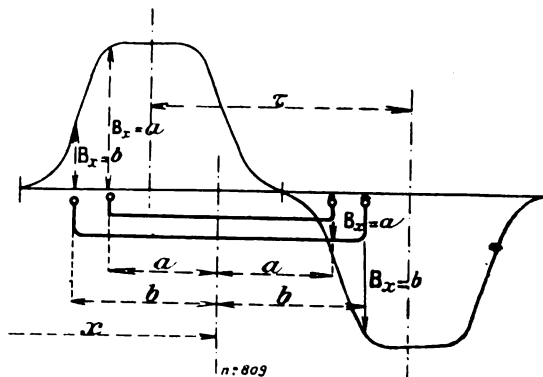


Fig. 1.

vitesse du déplacement. Rapportée au milieu de la bobine, la force électromotrice totale est

$$E = lv [f(x-a) + f(x-b) - f(x+a) - f(x+b)];$$

cette expression, introduite dans la série précédente donne

$$\frac{E}{lv} = \sum A_{\lambda} \cos \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} - \lambda \frac{a\pi}{\tau} \right) + \sum A_{\lambda} \cos \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} - \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right) - \sum A_{\lambda} \cos \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} + \lambda \frac{a\pi}{\tau} \right) - \sum A_{\lambda} \cos \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} + \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right) + \sum B_{\lambda} \sin \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} - \lambda \frac{a\pi}{\tau} \right) + \sum B_{\lambda} \sin \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} - \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right) - \sum B_{\lambda} \sin \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} + \lambda \frac{a\pi}{\tau} \right) - \sum B_{\lambda} \sin \left(\lambda \frac{x\pi}{\tau} + \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right)$$

Tous les termes A peuvent être développés et rassemblés avec le même λ , de même que tous les termes B, et l'on obtient

$$\frac{E}{lv} = \sum A_{\lambda} \left[\begin{aligned} & + \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{a\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} \\ & + \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{b\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \\ & - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{a\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} \\ & - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{b\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \end{aligned} \right]$$

$$+ \Sigma B_{\lambda} \left[\begin{array}{l} + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{a\pi}{\tau} - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} \\ + \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{b\pi}{\tau} - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \\ - \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{a\pi}{\tau} - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} \\ - \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \cos \lambda \frac{b\pi}{\tau} - \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \end{array} \right] \quad (3)$$

La moitié des termes s'annulent et il reste

$$E = 2lv \left[\begin{array}{l} + \Sigma A_{\lambda} \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \left(\sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right) \\ - \Sigma B_{\lambda} \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \left(\sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{b\pi}{\tau} \right) \end{array} \right]$$

$$E = 4lv \left[\begin{array}{l} + \Sigma A_{\lambda} \sin \lambda \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{(a-b)\pi}{2\tau} \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} \\ - \Sigma B_{\lambda} \sin \lambda \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{(a-b)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \end{array} \right]$$

Si l'on pose :

$$\sin \lambda \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{(a-b)\pi}{2\tau} = w_{\lambda} = \text{const}^{\text{te}},$$

on obtient la nouvelle série

$$E = 4lv \left(\Sigma A_{\lambda} w_{\lambda} \sin \lambda \frac{x\pi}{\tau} - \Sigma B_{\lambda} w_{\lambda} \cos \lambda \frac{x\pi}{\tau} \right)$$

Abstraction faite du facteur $4lv$, les amplitudes de courbes de force électromotrice sont alors $A_{\lambda} w_{\lambda}$ ou $B_{\lambda} w_{\lambda}$, et l'on voit que les premiers facteurs A_{λ} et B_{λ} ne dépendent que de la forme de la courbe de champ, tandis que w_{λ} ne dépend que de a et b , c'est-à-dire du genre d'enroulement : c'est le facteur d'enroulement bien connu.

Revenons maintenant à notre problème : nous voulons obtenir une onde fondamentale aussi pure que possible dans notre série pour la force électromotrice, et arriver à ce résultat en rendant négligeable le plus grand nombre possible de termes supérieurs. Le moyen indiqué plus haut conduit à annuler ou réduire à une très faible valeur A_{λ} et B_{λ} en rendant la courbe de flux aussi voisine que possible d'une sinusoïde. On arrive plus sûrement au but cherché en posant $w = 0$ pour $\lambda = 3, 5, 7$, car les termes supérieurs disparaissent aussi et cela pour n'importe quelle courbe de champ. Dans le cas que nous avons envisagé d'un enroulement à deux encoches avec bobines symétriques, nous

avons à choisir 2 grandeurs a et b que nous pouvons déterminer de telle manière que deux w_{λ} différents, par exemple w_5 et w_3 disparaissent : nous obtenons ainsi

$$w_3 = \sin 3 \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos 3 \frac{(a-b)\pi}{2\tau} = 0$$

$$w_5 = \sin 5 \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos 5 \frac{(a-b)\pi}{2\tau} = 0$$

Nous pouvons satisfaire ces équations en faisant par exemple

$$\sin 3 \frac{(a-b)\pi}{2\tau} = 0$$

$$\cos 5 \frac{(a-b)\pi}{2\tau} = 0.$$

Or

$$\sin \frac{h\pi}{2} = 0 \quad \cos \frac{k\pi}{2} = 0$$

en désignant par h un nombre pair et par k un nombre impair.

Donc

$$a + b = \frac{h\tau}{3}$$

$$a - b = \frac{k\tau}{5}$$

$$a = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{3} + \frac{k}{5} \right)$$

$$b = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{3} - \frac{k}{5} \right)$$

h et k doivent être choisis arbitrairement ; ce choix doit de préférence être tel que w_1 soit aussi grand que possible car $w_1, w_7, \dots$ sont déterminés par les valeurs de a et b . On obtient par exemple pour

$$h = 2 \quad k = 2$$

$$a = \frac{13}{30} \tau$$

$$b = \frac{7}{30} \tau ;$$

ces valeurs portées dans :

$$w_1 = \sin \frac{(a+b)\pi}{2\tau} \cos \frac{(a-b)\pi}{2\tau}$$

donnent

$$w_1 = 0,824 ;$$

on obtient d'une façon analogue les valeurs de $w_7, w_9, \dots$ qu'indique le tableau. En employant un tel enroulement on obtient donc une courbe de

force électromotrice contenant seulement comme termes harmoniques le 7°, le 11° et les termes supérieurs à ce dernier, et cela aussi bien pour la marche à vide que pour la marche en charge de la machine : de plus la valeur du 7° harmonique est réduite à la moitié de la valeur primitive. Il est vrai que ce résultat est atteint aux dépens de l'onde fondamentale dont le facteur d'enroulement est ici 0,824 au lieu de 0,9 à 1, que l'on trouve pour les enroulements usuels.

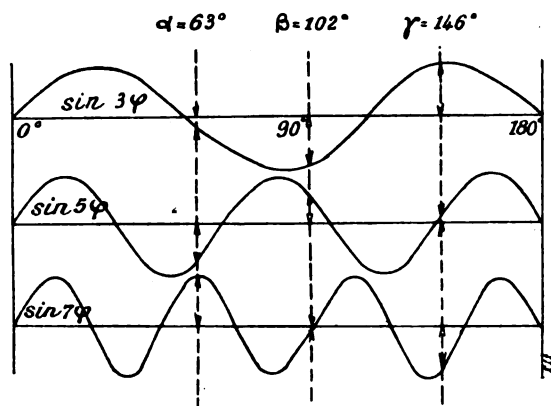


Fig 2.

La figure 2 (enroulement 11) donne quelques courbes de force électromotrice relatives à l'enroulement à deux encoches pour différentes courbes de champ. Pour permettre la comparaison on y a joint les courbes correspondantes d'un enroulement ordinaire à 3 encoches (enroulement 1) : la courbe s'approche d'une sinusoïde, mais les termes du 7° ordre l'altèrent encore d'une façon assez importante.

Il n'y a naturellement aucune difficulté à établir les équations relatives au cas d'un enroulement à 1, 3 ou 4 encoches et à faire disparaître 1, 3 en 4 harmoniques supérieurs. Mais dans les deux derniers cas l'expression

$$4w_{\lambda} = \sin \lambda \frac{a\pi}{\tau} + \sin \tau \frac{b\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{c\pi}{\tau} + \sin \lambda \frac{d\pi}{\tau}$$

ne peut pas être simplifiée. Pour un enroulement à 4 encoches pour lequel $b = a = d = c$ on obtient par exemple

$$w_{\lambda} = \sin \lambda \frac{(a+d)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{(c-a)\pi}{2\tau} \cos \lambda \frac{(b-a)\pi}{2\tau}$$

et si w_{λ} doit être nul pour $\lambda = \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$, il

vient

$$a = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{\lambda_1} - \frac{k}{\lambda_2} - \frac{l}{\lambda_3} \right)$$

$$b = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{\lambda_1} - \frac{k}{\lambda_2} + \frac{l}{\lambda_3} \right)$$

$$c = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{\lambda_1} + \frac{k}{\lambda_2} - \frac{l}{\lambda_3} \right)$$

$$d = \frac{\tau}{2} \left(\frac{h}{\lambda_1} + \frac{k}{\lambda_2} + \frac{l}{\lambda_3} \right)$$

h est un nombre pair, k et l des nombres impairs.

On obtient pour

$$h = 4 \quad k = 1 \quad l = 1$$

$$\lambda_1 = 5 \quad \lambda_2 = 3 \quad \lambda_3 = 7$$

$$a = \frac{17}{105} \tau \quad b = \frac{32}{105} \tau \quad c = \frac{52}{105} \tau \quad d = \frac{67}{105} \tau$$

Le tableau et les courbes de la figure 2 montrent (enroulement III) que l'on approche beaucoup de la sinusoïde ; le 1^{er} harmonique qui intervient est le 11°.

Pour un enroulement à 3 encoches on a les équations

$$3w_3 = \sin 3\alpha + \sin 3\beta + \sin 3\gamma = 0$$

$$3w_5 = \sin 5\alpha + \sin 5\beta + \sin 5\gamma = 0$$

$$3w_7 = \sin 7\alpha + \sin 7\beta + \sin 7\gamma = 0$$

où

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{a\pi}{\tau} \\ \beta = \frac{b\pi}{\tau} \\ \gamma = \frac{c\pi}{\tau} \end{array} \right.$$

Il serait très laborieux de résoudre ces équations en y introduisant des valeurs particulières, mais on peut très simplement se tirer d'affaire en dessinant les courbes $\sin 3\alpha$, $\sin 5\alpha$, $\sin 7\alpha$ les unes au-dessous des autres et en déplaçant horizontalement sur elles une bande de papier transparent portant une ligne verticale ξ . Lorsque la somme algébrique de 3 segments découpés sur cette ligne par chacune des courbes est nulle, on a des valeurs de α, β, γ qui satisfont à peu près les équations : la méthode d'approximation de Newton permet alors de calculer les valeurs avec une grande exactitude. Pour les 3 équations ci-dessus on

trouve ainsi

$$\alpha = 63^{\circ}4' \quad \beta = 101^{\circ}40' \quad \gamma = 146^{\circ}3'$$

Comme on le voit nettement sur la figure 3, les angles $180^{\circ}-\alpha$ $180^{\circ}-\beta$ $180^{\circ}-\gamma$ conviennent également, ainsi qu'une combinaison arbitraire de ces valeurs. L'enroulement VI du tableau donne les coefficients pour cette bobine.

Les équations correspondant au cas d'un enroulement à 4 encoches peuvent être résolues d'une façon exactement semblable. Pour $\lambda = 3, 5, 7, 9$, on trouve

$$\alpha = 29^{\circ}9', \quad \beta = 54^{\circ}51', \quad \gamma = 89^{\circ}9', \quad \delta = 65^{\circ}9';$$

on a en plus du résultat du cas précédent $w_0 = 0$.

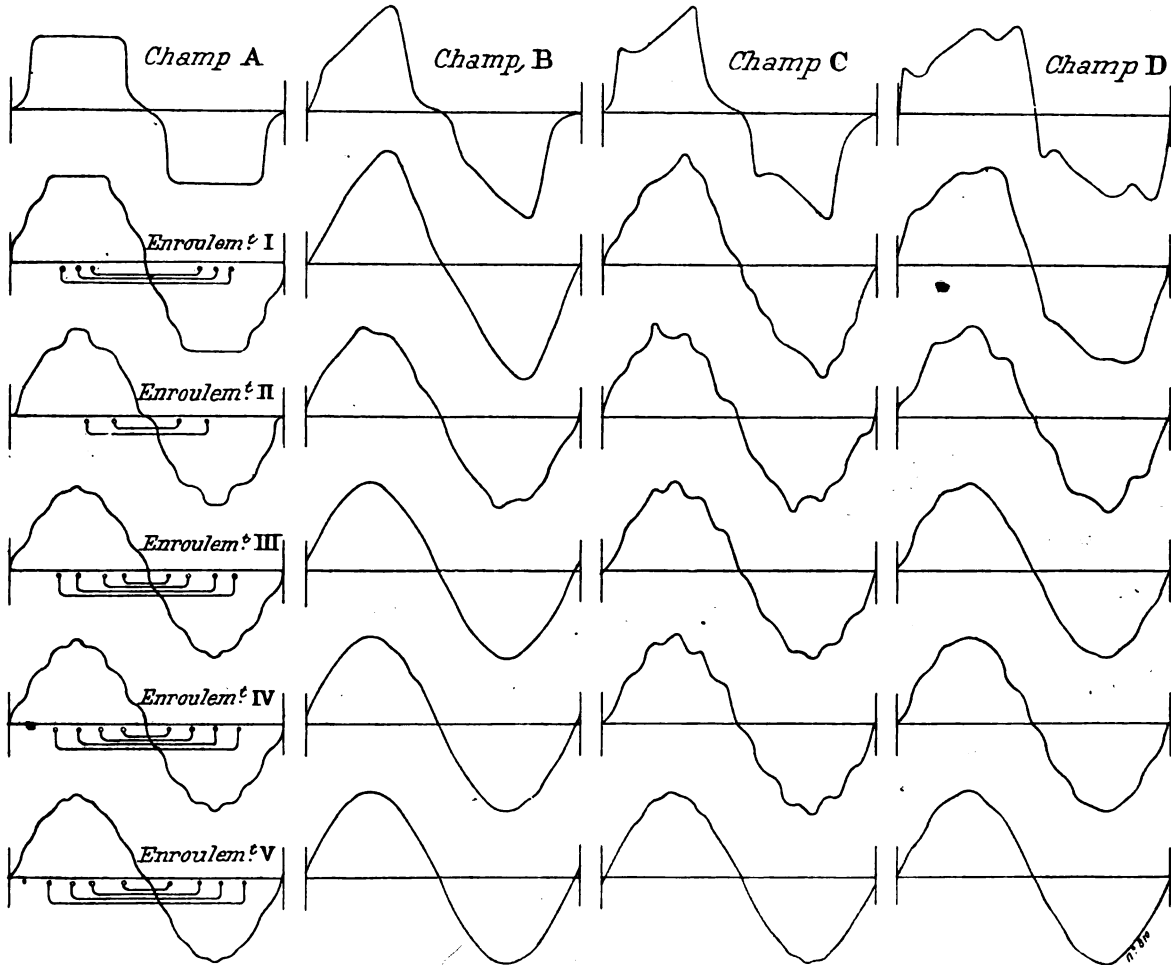


Fig. 3.

On réalise une disposition de bobines remarquable en modifiant un peu cet enroulement à 4 encoches, de façon que

$$a = \frac{1}{6}\tau, \quad b = \frac{2}{6}\tau, \quad c = \frac{3}{6}\tau, \quad d = \frac{4}{6}\tau \quad (\text{bobine IV}).$$

Cet enroulement offre le gros avantage de comporter une répartition uniforme des encoches et d'être naturellement beaucoup plus

simple que les enroulements examinés auparavant.

Mentionnons enfin un enroulement à 4 encoches constitué de la façon suivante. Supposons que les angles

$$\alpha = 30^{\circ}7' \quad \beta = 80^{\circ}10', \quad \gamma = 69^{\circ}17' \quad \delta = 51^{\circ}30'$$

ont été déterminés par le calcul et que, pour ces valeurs, les 3^e, 5^e, 7^e, 11^e harmoniques soient

annulés. Ces angles ne diffèrent pas beaucoup de ceux trouvés ci-dessus et pour lesquels les 3^e, 5^e, 7^e et 9^e harmoniques disparaissent.

Si l'on fait l'enroulement de façon que $\alpha \beta \gamma \delta$ soient compris entre ces deux limites, tous les harmoniques jusqu'au 13^e inclus ont une intensité extrêmement faible (enroulement 5). Le tableau et les courbes correspondants montrent clairement ce résultat.

Il faut remarquer que les courbes de champ A C et D correspondent à des cornes polaires à angles aigus et la courbe B à des pôles à angles arrondis. Comme l'on sait, les séries en sinus sont d'autant plus convergentes que la courbe est plus aplatie, et d'autant moins convergentes que la courbe est plus aiguë. Notre courbe III est en quelque sorte un filtre qui, outre l'onde fondamentale, ne laisse passer que les harmoniques du 11^e ordre. Pour les courbes de champ pointues nous trouvons par période 11 ou 13 oscillations bien nettes, qu'on ne peut pas considérer comme négligeables. En arrondissant les bords des pôles, nous obtenons des courbes beaucoup plus uniformes, et pour une forme appropriée des cornes polaires l'épuration est telle que nous obtenons des courbes tout à fait sinusoïdales. On obtient donc aussi avec l'enroulement IV, qui présente l'avantage d'une construction plus simple, des courbes de force électromotrice qui restent toujours sinusoïdales aussi bien dans la marche en charge que dans la marche à vide.

Les courbes de force électromotrice dessinées ont été obtenues en déplaçant sur la courbe de champ le tracé de la bobine, figurée dans le tableau sous les courbes de la première colonne, et reproduit sur une bande de papier. Les ordonnées situées au-dessus des fils de la bobine ont été additionnées algébriquement dans les différentes positions, et reportées à une autre échelle comme force électromotrice. Les courbes placées dans une rangée verticale proviennent de la même courbe de champ et celles placées dans une rangée horizontale proviennent du même enroulement. Toutes les courbes de force électromotrice ont été tracées à la même échelle. Les courbes relatives à un champ produit par des cornes polaires taillées en biais n'ont pas été tracées, car pour les enroulements III, IV et V elles ne présentent pas de différence avec une sinusoïde pure.

Pour contrôler l'exactitude de ces courbes construites graphiquement, nous avons employé la méthode analytique et décomposé les courbes de champ en leurs différents harmoniques, d'après le théorème de Fourier. Nous avons employé pour cela la méthode du professeur C. Runge qui est beaucoup plus simple et plus rapide que toutes les méthodes de calcul précédemment indiquées. Les résultats sont résumés dans le tableau suivant où $C_\lambda = \sqrt{A_\lambda^2 + B_\lambda^2}$ représente l'amplitude de l'harmonique d'ordre λ . Les amplitudes des harmoniques des courbes de force électromotrice peuvent en être déduites simplement en multipliant les valeurs par le facteur d'enroulement correspondant. On trouve une bonne concordance entre les résultats donnés par la méthode graphique et ceux trouvés par l'analyse.

Amplitude des harmoniques.

COURBE de champ	C ₁	C ₃	C ₅	C ₇	C ₉	C ₁₁	C ₁₃	C ₁₅
A	100	11,6	9,2	11,9	6,3	0,7	5,0	5,0
B	100	15,4	14,1	6,4	1,6	1,5	0,68	0,05
C	100	11,2	21	12,6	4,3	9,2	5,0	4,1
D	100	20,4	16,6	14,9	4,9	5,0	1,3	0,2

Les machines dans lesquelles les harmoniques supérieurs sont ainsi aplanis présentent naturellement une moins bonne utilisation des matériaux, puisque le facteur d'enroulement est de 10 à 20 p. 100 plus faible que dans les machines où les termes supérieurs ne sont pas aplanis. Dans des cas spéciaux où il est nécessaire d'obtenir des courants purement sinusoïdaux, la méthode indiquée doit être beaucoup plus avantageuse que les méthodes usuelles, puisque la courbe de force électromotrice est tout à fait indépendante de la charge.

Si l'on faisait la bobine dissymétrique, on aurait quelques grandeurs de plus à choisir, mais on n'atteindrait pas un résultat meilleur, car les termes de l'équation donnant E ne se détruiraient plus et l'on obtiendrait plus d'équations de condition. Si l'on veut épurer encore plus la courbe, rien n'empêche d'appliquer la méthode à un enroulement à 5 ou 6 encoches. Les enroulements que nous avons cités comme exemples ne représentent qu'une

Tableau donnant w_k

		$\frac{a}{\tau}$	$\frac{b}{\tau}$	$\frac{c}{\tau}$	$\frac{d}{\tau}$	w_1	w_3	w_5	w_7	w_9	w_{11}	w_{13}
I	Enroulement à trois encoches.	$\frac{7}{18}$	$\frac{9}{18}$	$\frac{11}{18}$		0,960	- 0,667	0,218	0,177	0,333	0,177	0,218
II	Enroulement à deux encoches.	$\frac{13}{30}$	$\frac{7}{30}$			0,824	0	0	- 0,519	0	0,824	- 0,519
III	Enroulement à quatre encoches.	$\frac{17}{105}$	$\frac{32}{105}$	$\frac{52}{105}$	$\frac{67}{105}$	0,801	0	0	0	0	- 0,643	0,408
IV	Enroulement à quatre encoches.	$\frac{1}{6}$	$\frac{2}{6}$	$\frac{3}{6}$	$\frac{4}{6}$	0,808	0	+ 0,058	0,058	0	- 0,808	0,808
V	Enroulement à quatre encoches.	$\frac{30}{180}$	$\frac{69}{180}$	$\frac{97}{180}$	$\frac{128}{180}$	0,804	- 0,005	+ 0,019	- 0,062	- 0,146	- 0,156	- 0,040
VI	Enroulement à trois encoches.	$\frac{63}{180}$	$\frac{102}{180}$	$\frac{146}{180}$		0,810	0	0	0	- 0,512	0,137	0,365

très faible partie de diverses combinaisons possibles et ont été choisis parmi les plus caractéristiques.

R. V.

Base théorique pour la prédétermination des caractéristiques en charge d'un alternateur. Torda-Heymann. *The Electrician*, 22 avril 1904, p. 6.

M. Torda, à propos d'une étude publiée par M. Behrend sur la prédétermination des caractéristiques en charge des alternateurs ⁽¹⁾, donne une analyse très intéressante des méthodes bien connues de Behn-Eschenburg et d'Arnold qui le conduit à une méthode de prédétermination nouvelle très simple et suffisamment exacte dans beaucoup de cas.

Désignons par :

$\mathcal{F}_1$, la force magnétomotrice inductrice totale ;
 $\mathcal{F}_2$, la force magnétomotrice directe de l'induit ;

Φ_1 , le flux dans le circuit magnétique inducteur ;

Φ_0 , le flux dans l'entrefer ;

Φ_2 , le flux dans l'induit ;

Φ'_1 , le flux de dispersion de l'inducteur ;

Φ'_2 , le flux de dispersion de l'induit ;

r_1 , la réluctance du circuit magnétique inducteur ;

r_0 , la réluctance de l'entrefer ;

r_2 , la réluctance du circuit magnétique induit (noyau et dents) ;

r'_1 , la réluctance du circuit de dispersion de l'inducteur ;

r'_2 , la réluctance du circuit de dispersion de l'induit.

Si nous appliquons les lois de Kirchhoff aux différents circuits magnétiques représentés schématiquement sur la figure 1, nous aurons :

$$\mathcal{F}_1 = \Phi_1 r_1 + \Phi'_1 r'_1$$

$$\Phi_1 = \Phi'_1 + \Phi_0$$

$$\Phi_0 r_0 + \Phi'_2 r'_2 - \Phi'_1 r'_1 = 0$$

$$\Phi_0 = \Phi_2 + \Phi'_2$$

$$-\mathcal{F}_2 = \Phi_2 r_2 + \Phi'_2 r'_2$$

Si l'on résout ce système d'équation par rapport à $\mathcal{F}_1$ en éliminant les différents flux sauf le flux utile dans l'induit Φ_2 , on obtient :

$$\mathcal{F}_1 = \mathcal{R} \Phi_2 + C \mathcal{F}_2 \quad (1)$$

en posant

$$\mathcal{R} = \frac{(r_0 + r'_2) r_1 r_2 + (r_0 + r'_1) r_1 r'_2 + (r_0 + r_1) r_1 r'_2 + (r_0 + r_1) r'_1 r'_2}{r'_1 r'_2}$$

et

$$C = \frac{(r'_0 + r'_2) r_1 + (r_0 + r_1) r'_1 + r'_1 r'_2}{r'_1 r'_2}$$

⁽¹⁾ Voir *L'Éclairage Électrique*, t. XXXVIII, p. 70.

On voit que $\mathcal{R}$ n'est autre que la résistance magnétique apparente du circuit magnétique total et dépend des saturations des différentes

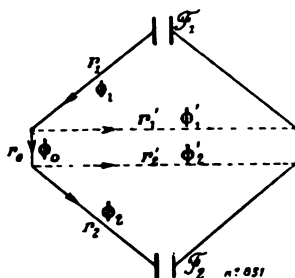


Fig. 1.

parties de ce circuit. La constante C ne dépend que des saturations dans les diverses parties du circuit magnétique de l'inducteur, car elle ne dépend pas de r_1 .

A circuit ouvert, $\mathcal{F}_2$ est nul et l'on a :

$$\mathcal{F}_{1,v} = \mathcal{R}_v \Phi_{1,v} \quad (2)$$

c'est l'équation de la caractéristique à vide. Si l'on représente les valeurs de $\mathcal{R}_v$ en fonction de $\mathcal{F}_{1,v}$ on obtient la courbe 3 de la figure 2.

En court-circuit, le flux utile Φ_2 est sensiblement nul si l'on néglige la résistance ohmique et les pertes dans le fer, on a donc

$$\mathcal{F}_{1,cc} = C_{cc} \times \mathcal{F}_{2,cc} \quad (3)$$

La courbe correspondante est la caractéristique en court-circuit laquelle est pratiquement une droite. On voit du reste sur l'expression de C que cette quantité est constante, r_0 , r'_1 et r'_2 étant constant et r_1 négligeable en court-circuit.

L'équation

$$\mathcal{F}_1 = \mathcal{R} \Phi_2 + C \mathcal{F}_2$$

peut représenter la caractéristique en charge à courant constant, c'est-à-dire $\mathcal{F}_2$ constant, puisque Φ_2 est sensiblement proportionnel à la tension aux bornes. C'est la courbe 4 de la figure 2.

Cette équation peut s'écrire en remplaçant $\mathcal{F}_2$ par sa valeur tirée de l'équation pour la marche en court-circuit

$$\mathcal{F}_1 = \mathcal{R} \Phi_2 + \frac{C}{C_{cc}} \mathcal{F}_{1,cc} \quad (4)$$

La méthode d'Arnold dite quelquefois de Rothert, et que M. Behrend désigne sous le nom

de méthode optimiste, revient, en partant de l'excitation à vide, à supposer $C = C_{cc}$, alors que dans les alternateurs modernes le rapport $\frac{C}{C_{cc}}$ est plus grand que l'unité et égal à environ 1,3 et plus dans les exemples donnés par M. Behrend (1).

En somme, C_{cc} est facile à déterminer expéri-

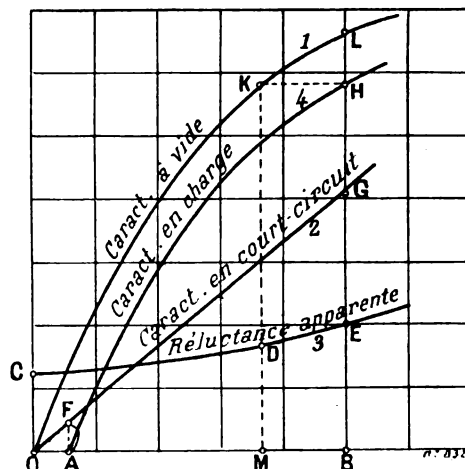


Fig. 2.

mentalement, tandis que C est inconnu; toute-

fois, on peut remarquer que les fractions $\frac{r_1}{r'_1}$, $\frac{r_0}{r'_1}$, $\frac{r_2}{r'_1}$, $\frac{r_1}{r'_2}$, $\frac{r_0}{r'_2}$, $\frac{r_2}{r'_2}$ sont en général très petites et que, par suite, les carrés de ces fractions, ou les produits de deux d'entre elles, sont négligeables devant l'unité.

Or, on déduit, tous calculs faits :

$$\mathcal{R} = \left[C \left(\frac{r_2}{r'_2} + 1 \right) - \left(\frac{r_1}{r'_1} + 1 \right) \right] r'_1$$

puis pour la marche en court-circuit :

$$\mathcal{R}_{cc} = \left[C_{cc} \left(\frac{r_1}{r'_2} + 1 \right) - 1 \right] r'_2$$

(1) Il faut supposer ici de plus que la résistance magnétique apparente est la même pour un flux utile Φ_2 à vide et en charge. En réalité, il n'en est ainsi que pour des saturations moyennes et des fuites faibles car la résistance magnétique r_1 de l'inducteur est plus grande en charge par suite de l'augmentation des fuites de l'inducteur occasionnée par les ampère-tours induits (voir à ce sujet l'Éclairage Électrique : sur la réaction d'induit des alternateurs, t. XXXI, p. 356, 1903. C. F. G.

en négligeant $\frac{r_1}{r_1'}$ devant l'unité dans ce dernier cas.

Ces deux relations conduisent après quelques transformations à

$$\frac{R_2}{R_{cc}^2} = \frac{C}{C_{cc}}$$

où C et R correspondent aux conditions de saturation avec un flux Φ_2 utile dans l'induit.

Rigoureusement, si l'on reprend l'équation (4) résolue par rapport à Φ_2

$$\Phi_2 = \frac{\mathcal{F}_1}{R} - \frac{C}{C_{cc}} \cdot \frac{\mathcal{F}_{1,cc}}{R} = \frac{\mathcal{F}_1}{R} \left[1 - \frac{C}{C_{cc}} \cdot \frac{\mathcal{F}_{1,cc}}{\mathcal{F}_1} \right]$$

et si on y remplace $\mathcal{F}_1$ par sa valeur $\Phi_{2,v}$, R_v correspond à la marche à vide. Pour l'excitation donnée on a

$$\Phi_2 = \Phi_{2,v} \frac{R_v}{R} \left[1 - \frac{C}{C_{cc}} \cdot \frac{\mathcal{F}_{1,cc}}{\mathcal{F}_1} \right]$$

ou encore en remplaçant le rapport des excitations $\mathcal{F}_{1,cc}$ et $\mathcal{F}_1$ par celui des courants de court-circuit ou force magnétomotrice correspondante $\mathcal{F}_2$ et $\mathcal{F}_2'$.

$$\Phi_2 = \Phi_{2,v} \frac{R_v}{R} \left[1 - \frac{C}{C_{cc}} \cdot \frac{\mathcal{F}_2}{\mathcal{F}_2'} \right]$$

La méthode de Behn-Eschenburg revient à supposer, dans cette équation, comme plus haut pour la méthode d'Arnold :

$$R = R_v \text{ et } C = C_{cc}.$$

Si l'on tient compte de la relation annoncée plus haut, on a :

$$\Phi_2 = \Phi_{2,v} \cdot \frac{R_v}{R} \left[1 - \frac{R^2}{R_{cc}^2} \cdot \frac{\mathcal{F}_2}{\mathcal{F}_2'} \right],$$

ou :

$$\Phi_2 = \Phi_{2,v} \frac{R_v}{R} \left[1 - \frac{R}{R_{cc}} \cdot \frac{\mathcal{F}_{1,cc}}{\mathcal{F}_1} \right]$$

M. Torda-Heymann donne une construction graphique très simple du flux Φ_2 en charge pour une excitation donnée et dont la démonstration est très facile à faire ⁽¹⁾.

Traçons la courbe des valeurs des carrés des résistances magnétiques en 3 (fig. 3). Soit OA l'excitation donnée $\mathcal{F}_1$, portons à partir de A une

longueur AE égale à OG ou $\mathcal{F}_{1,cc}$ et menons par E une perpendiculaire EC à OA égale à R_{cc}^2 .

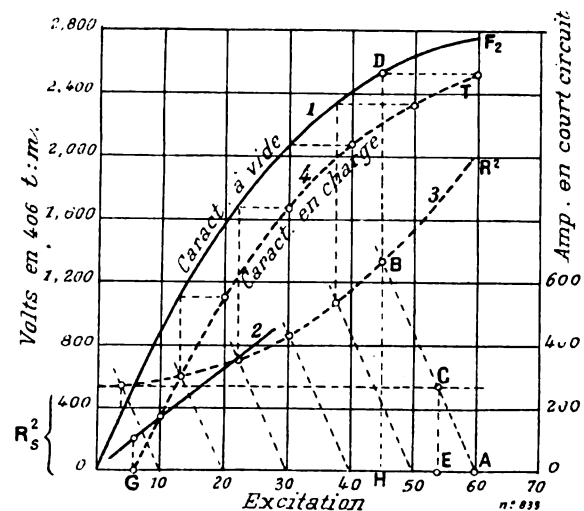


Fig. 3.

Si nous joignons alors AE jusqu'à sa rencontre en B avec la courbe 3, on aura en BH la valeur de R^2 en charge, et il est facile de voir que AH a pour valeur :

$$AH = \frac{R^2}{R_{cc}^2} \mathcal{F}_{1,cc}$$

On a donc :

$$\Phi_2 = \frac{OA - AH}{R} = \frac{OH}{R} = HD.$$

Il suffira donc de mener la verticale du point B jusqu'à sa rencontre avec la caractéristique à vide en D, puis par D une parallèle en OA jusqu'à la verticale du point A, pour avoir en T un point de la caractéristique en charge.

Si l'on applique cette méthode au calcul de la caractéristique à l'exemple donné par M. Behrend et reproduit dans cette revue, on trouve :

EXCITATION en ampères.	TENSION AUX BORNES pour un débit de 96 amp.		CHUTE DE TENSION	
	lues	calculées	réelle	calculée
10	360	360	59	59
20	1 110	1 110	29,3	29,3
30	1 700	1 675	19,4	20,5
40	2 100	2 070	14,2	15,5
50	2 330	2 330	12	12
60	2 460	2 490	10,9	9,9

⁽¹⁾ L'auteur suppose implicitement dans cette construction, ce que nous avons dit plus haut, à savoir que la résistance apparente est la même à vide et en charge pour un même flux utile. C'est là le défaut de la méthode, C.-F. G.

On voit que cette nouvelle méthode donne d'assez bons résultats ici avec des saturations ordinaires, elle serait probablement moins satisfaisante pour des saturations très élevées, pour la raison que nous avons dit, mais elle n'en présente pas moins un perfectionnement considérable des méthodes de Behn-Eschenburg et d'Arnold dans le cas toutefois de charge purement inductive.

C.-F. G.

Sur les courants de Foucault. R. Niethammer.
Zeitschrift für Electrotechnik, 3 avril.

Comme suite à la publication précédente ⁽¹⁾ nous désirons donner quelques explications complémentaires. Si la carcasse lamellée d'un générateur à courants triphasés ou l'armature d'une machine à courant continu sont parcourues par un champ sinusoïdal et s'il n'y a pas de pertes additionnelles, les bons fers commerciaux présentent des pertes par hystérésis et par courants de Foucault dont la valeur est théoriquement :

$$\begin{aligned} & \left[\sigma \left(\frac{n}{100} \right) \left(\frac{B'}{1000} \right)^{1,6} + c \left(s \frac{n}{100} \frac{B'}{1000} \right)^2 V_a \right. \\ & + \left[\sigma \left(\frac{n}{100} \right) \left(\frac{B_z}{1000} \right)^{1,6} + c \left(s \frac{n}{100} \frac{B_z}{1000} \right)^2 V_z \right] \\ & = \sigma \left(\frac{n}{100} \right) \left\{ \left(\frac{B'}{1000} \right)^{1,6} V_a + \left(\frac{B_z}{1000} \right)^{1,6} V_z \right\} \\ & + c \left(s \frac{n}{100} \right)^2 \left\{ \left(\frac{B'}{1000} \right)^2 V_a + \left(\frac{B_z}{1000} \right)^2 V_z \right\} \quad (1) \end{aligned}$$

B' désigne l'induction maxima dans le noyau, B_z l'induction maxima dans les dents (les valeurs maxima sont, pour une forme sinusoïdale du flux, 1,57 fois plus grandes que les valeurs moyennes), s désigne l'épaisseur des tôles en millimètres, V_a le volume du noyau en décimètres cubes, V_z le volume des dents en décimètres cubes, n la fréquence. De plus $\sigma =$ approximativement 1,5 et $C = 1,6$. L'exposant 1,6 dans $B^{1,6}$ est contestable; ce peut aussi bien être 1,8 ou 2. Ces valeurs reposent sur des mesures faites au wattmètre sur des courants magnétisants alternatifs. Si l'on assemble pour en faire des carcasses de moteurs

triphases ou des armatures de machines à courant continu, des tôles poinçonnées dont les essais ont donné les résultats de mesure ci dessus, il se produit comme l'on sait des pertes dans le fer qui sont au moins 2 fois, et quelquefois 10 fois plus grandes. La cause doit en être cherchée en partie dans les pertes diverses additionnelles dues aux courants de Foucault, et en grande partie aussi dans la forme du flux qui la plupart du temps s'écarte beaucoup de la sinusoïde. Les pertes dans le noyau sont ainsi accrues par le fait que l'induction B_z dans les dents ne se transforme que peu à peu en induction plus faible B' dans le noyau; il serait avantageux pour cette raison de donner à la base des encoches la forme d'un demi-cercle ou d'un quart de cercle, et non la forme d'un rectangle.

Pour envisager l'influence de la forme des courbes du champ magnétique sur les courants de Foucault, — pour l'hystérésis elle n'a, comme l'on sait, pas d'importance — développons la courbe de champ donnée avec une valeur maxima B_{max} en série de Fourier avec les amplitudes $B_1, B_3, B_5, \dots$. Les pertes par courant de Foucault ne sont plus égales à

$$c \left(s \frac{n}{100} \frac{B_{max}}{1000} \right)^2 V$$

mais à

$$\begin{aligned} & c \left(s \frac{n}{100} \right)^2 V \left\{ \left(\frac{B_1}{1000} \right)^2 + \left(\frac{3B_3}{10000} \right)^2 + \left(\frac{5B_5}{1000} \right)^2 \right. \\ & + \dots \left. \left(\frac{mB_m}{1000} \right)^2 \right\} \quad (2) \end{aligned}$$

ou, en remplaçant ces harmoniques supérieurs par un facteur de correction x

$$\begin{aligned} & c \left(s \frac{n}{100} \frac{B_{max}}{1000} \right)^2 V_x \\ & x = \left(\frac{B_1}{B_{max}} \right)^2 + \left(\frac{3B_3}{B_{max}} \right)^2 + \dots \quad (3) \end{aligned}$$

En supposant que le champ soit entièrement rectangulaire, avec l'arc polaire P comme base, c'est-à-dire que l'espace entre les extrémités polaires soit libre de tout champ et que l'induction le long de l'arc polarisé soit constante et égale à B_{max} , on obtient le tableau suivant :

⁽¹⁾ Voir *L'Éclairage Electrique*, n° 17.

P : I	$\frac{B_1}{B_{\max}}$	$\frac{B_2}{B_{\max}}$	$\frac{B_3}{B_{\max}}$	$\frac{B_4}{B_{\max}}$	$\frac{B_5}{B_{\max}}$	$\frac{B_{11}}{B_{\max}}$	x
1	+ 1,270	+ 0,423	+ 0,254	+ 0,181	0,141	+ 0,116	9,7
0.9	+ 1,270	+ 0,417	+ 0,241	+ 0,163	0,117	+ 0,116	8,4
0.8	+ 1,239	+ 0,326	+ 0,1	- 0,081	- 0,081	- 0,082	4,1
0.7	+ 1,177	+ 0,164	- 0,1	- 0,143	- 0,143	- 0,050	5,4
0.6	+ 1,086	- 0,034	- 0,242	+ 0,035	+ 0,035	+ 0,128	5,8
0.5	+ 0,986	- 0,224	- 0,242	+ 0,154	+ 0,154	+ 0,010	4,4

approximativement 5

Même dans ce cas, le tableau n'est qu'approximatif, puisqu'il va seulement jusqu'au 11^e terme de B.

Une courbe rectangulaire peut représenter assez exactement l'allure du flux pour les dents de machines à cornes polaires non aplaties. On voit que les pertes sont dans ce cas 5 fois plus grandes que celles qu'indique le calcul⁽¹⁾. Si au lieu d'une courbe rectangulaire on admet pour le champ une courbe trapézoïdale, x est compris entre 2,5 et 3,5. A cela s'ajoute l'augmentation de pertes due à la torsion du champ. Pour des dents pas trop saturées l'induction B_z en charge s'élève, en face d'une corne polaire à

$$B_z \frac{AW_f + A_q W}{AW_f} = B_z + B_{zx}$$

où AW_f représente les ampère-tours pour l'air les dents et le noyau, et $A_q W$ la composante transversale de réaction. Cet accroissement de l'induction d'amplitude

$$B_1 \frac{AW_q}{AW_f} = B_{zx}$$

a une fréquence double de celle du flux principal. Il en résulte pour les courants de Foucault dans les dents, abstraction faite des parties additionnelles, la valeur

$$c \left\{ \left(s \frac{n}{100} \right)^2 \left[\frac{B_z}{1000} \right]^2 + \left(\frac{2B_{zx}}{1000} \right)^2 \right\} V_x \quad (4)$$

Pour

$$B_{zx} = \frac{1}{2} B_z \text{ et } x = 5,$$

(1) Nous avons calculé également les valeurs de $B_1, B_2, \dots$ pour des champs triphasés composés de parties rectangulaires ou trapézoïdales, et nous avons trouvé des valeurs plus faibles pour x , voisines de 2. Dans les enroulements à courant alternatif d'Arnold, diverses courbes de champ analysées donnent pour x des valeurs inférieures ou égales à 2,5.

cette valeur est dix fois plus considérable que la valeur primitive. Il est important de remarquer que x est d'autant plus petit que la courbe du flux s'approche plus d'une sinusoïde ; il est donc indispensable d'aplatir d'une façon appropriée les cornes polaires.

On peut avoir une idée approchée de l'accroissement des pertes dans les dents pour une courbe rectangulaire ou trapézoïdale du champ de la façon suivante. Si B est constant sous l'arc polaire P , la variation totale de champ de $+B_{\max} a - B_{\max} a$ lieu dans l'intervalle polaire $\tau - P$. La durée d'une variation totale $\pm B_{\max}$ ne correspond donc plus à 1 mais à $\tau - P$, c'est-à-dire que la fréquence correspondante n'est plus n mais $\frac{n\tau}{\tau - P}$. Puisqu'il ne faut compter que le volume dans les intervalles polaires, les pertes par courants de Foucault deviennent

$$c \left(s \frac{n}{100} \frac{\tau'}{\tau - P} \frac{B_{\max}}{1000} \right)^2 V \frac{\tau - P}{\tau}$$

ou

$$c \left(s \frac{n}{100} \frac{B_{\max}}{1000} \right)^2 V \frac{\tau}{\tau - P} \quad (5)$$

Le coefficient $\frac{\tau}{\tau - P}$ oscille en pratique entre 2,5 et 5.

Quoique des considérations analogues s'appliquent aussi aux phénomènes en jeu dans le noyau, il est bien difficile de donner quelques indications nettes sur ce point : la correction devrait probablement être faible car la réaction a peu d'influence sur l'induction dans le noyau et la courbe de champ est voisine d'une sinusoïde. L'aimantation est tournante et peut être décomposée en deux composantes, l'une radiale et l'autre tangentielle. Si chaque composante produit des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, la valeur réelle des pertes est 1,2 à 2 fois plus considérable que celle

indiquée par le calcul. A ce point de vue, on peut adopter pour les pertes dans le fer d'une machine, l'expression suivante :

$$\left[\sigma \left(\frac{n}{100} \right) \left(\frac{B'}{1000} \right)^{1,6} y + c \left(s \frac{n}{100} \frac{B'}{1000} \right)^2 xy \right] V_a + \left[\sigma \left(\frac{n}{100} \right) \left(\frac{B_z + B_{zx}}{1000} \right)^{1,6} K + c \left(s \frac{n}{100} \right)^2 \left\{ \left(\frac{B_z}{1000} \right)^2 + \left(\frac{2B_{zx}}{1000} \right)^2 \right\} x K' \right] V_z \quad (6)$$

Y est un coefficient tenant compte de l'augmentation des pertes par suite de l'aimantation tournante et x un coefficient tenant compte de l'accroissement des courants de Foucault par suite des harmoniques élevés ; K et K' sont des coefficients qui représentent pour une section variable des dents les valeurs moyennes de $B_z^{1,6}$ et B_z^2 au cas où l'on introduit dans l'expression précédente pour B_z la valeur maxima dans la section maxima des dents. Pour tenir compte des pertes additionnelles, on prend pour σ et c des valeurs particulièrement élevées, par exemple $\sigma = 3$ et $c = 3$; en réalité ces pertes dépendent essentiellement de la construction et de la fabrication. Dans les cas extrêmes on peut en pratique compter sur l'expression suivante ($\sigma = c = 3$ $y = 1,5$; pour le noyau $x = 1$, pour les dents $x = 5$) :

$$\left[4,5 \left(\frac{n}{100} \right) \left(\frac{B'}{1000} \right)^{1,6} + 4,5 \left(s \frac{n}{100} \frac{B'}{1000} \right)^2 \right] V_a + \left[3K \left(\frac{n}{100} \right) \frac{B_z + B_{zx}}{1000}^{1,6} + 15K' \left(s \frac{n}{100} \right)^2 \left\{ \frac{B_z}{1000} + \frac{2B_{zx}}{1000} \right\} \right] V_z \quad (7)$$

Dans la plupart des cas, on peut adopter les valeurs suivantes : $\sigma = C = 2,5$, $\mu = 1,5$, x pour les dents $= 2,5$, x pour le noyau $= 1$.

En pratique il est bon de faire des mesures précises sur des machines construites et de tracer, en fonction de B, des courbes donnant les pertes totales dans le fer par centimètre cube et par cycle à 10, 25, 50 et éventuellement 100 périodes.

E. B.

DIVERS

Sur un appareil transmetteur et un appareil récepteur destinés à la transmission à distance des photographies. A. Korn. *Physikalische Zeitschrift*, 15 février.

La partie essentiellement nouvelle dans cette

méthode téléphotographique est l'emploi au récepteur ⁽¹⁾ d'un tube à vide dont les émissions lumineuses sont commandées par les courants émanés du transmetteur et reproduisent photographiquement l'image trait pour trait dans le récepteur. Les pages suivantes sont consacrées à la description des diverses parties des appareils.

1. *Le transmetteur.* — La photographie à reproduire est enroulée sous forme de pellicule transparente sur un cylindre de verre Q_1 tournant autour d'un axe horizontal et entraîné par un électromoteur au moyen d'une vis sans fin et d'engrenages R_1, R_2, BR_3 . La vitesse de rotation est de un tour en vingt secondes (à $1/20^e$ de seconde près) ⁽²⁾ : à chaque tour, le cylindre est déplacé de 1 mm le long de son axe muni d'une vis i ; les organes intermédiaires servant à l'entraînement du cylindre Q_1 par le disque R_3 n'ont pas été représentés sur la figure. Les proportions adoptées jusqu'ici sont les suivantes :

Diamètre du cylindre de verre.	8 cm
Longueur.	20 »
Longueur filetée de l'axe.	15 »
Longueur de la pellicule	9 à 12 »

La largeur de la pellicule n'était que de 16 cm et les $2/3$ seulement de la périphérie du cylindre étaient employés ; le reste de la surface était recouvert d'une pellicule uniformément impressionnée destinée à des corrections sur lesquelles nous reviendrons plus tard ⁽³⁾.

La lumière émise par la source lumineuse J (lampe Nernst de 64 bougies) est concentrée par la lentille l (objectif Zeiss) sur un point u (rigoureusement parlant, ce point est un élément de surface de 1 mm²) de la pellicule et impressionne, après avoir traversé le cylindre de verre d'environ 2 mm d'épaisseur, un élément de sélénium rigidement fixé sur l'axe à l'intérieur du cylindre.

⁽¹⁾ Voir : Sur la transmission des photographies à l'aide d'un fil télégraphique. *Comptes rendus*, 136, 1190, 1903.

⁽²⁾ Cette exactitude de la durée de rotation est obtenue grâce à une méthode décrite précédemment par l'auteur. *Physik. Zeitsch.*, 5 25, 1903.

⁽³⁾ Dans la suite on pourra employer une bande de correction de largeur plus faible, ce qui permettra de diminuer le diamètre du cylindre et d'obtenir une rapidité de transmission un peu plus grande.

Les premiers éléments de sélénium qui ont donné des résultats pratiques proviennent de J.-W. Giltay; récemment, nous avons employé des éléments de E. Ruhmer. Ceux-ci consistent en deux fils fins de cuivre ou de platine a_1 , b_1 ou a_2 , b_2 , enroulés en hélice l'un à côté de l'autre sur une plaque d'ardoise et sur lesquels est étendue une couche de sélénium préparé d'une façon spéciale ⁽¹⁾.

Il suffit pour les applications téléphotographiques que la résistance de l'élément de sélénium à la lumière diffuse du jour soit environ la

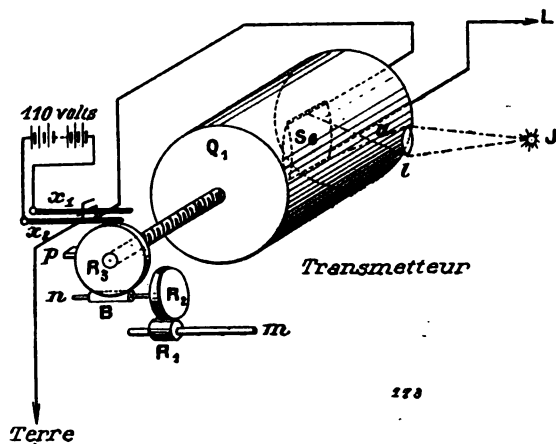


Fig. 1.

moitié de la résistance dans l'obscurité; de plus il est bon que la résistance de cet élément ne soit pas beaucoup plus faible que la résistance linéaire de la ligne servant à transmettre la photographie. Les éléments que nous avons employés avaient une résistance de 3 000 ohms (Ruhmer) ou 12 000 ohms (Giltay) dans l'obscurité; les dimensions de ces éléments étaient 3×5 cm; la ligne reliant le transmetteur et le récepteur avait une résistance de 2 000 à 4 000 ohms.

Pendant la rotation du cylindre Q_1 , chaque élément u de la pellicule passe entre la source lumineuse et l'élément de sélénium qui, d'après les différents tons de l'image reçoit plus ou moins de lumière et oppose plus ou moins de résistance au passage du courant qui le traverse. L'élément est connecté à la ligne et l'on peut de

⁽¹⁾ Les différentes méthodes de préparation des éléments de sélénium destinés à des applications électriques, sont indiquées dans l'ouvrage de Ruhmer: le sélénium et ses applications en électrotechnique.

cette manière envoyer au récepteur des courants dont l'intensité subit des variations correspondant aux tons des parties éclairées.

Les connexions sont faites de la façon suivante: pôle positif d'une batterie à 110 volts

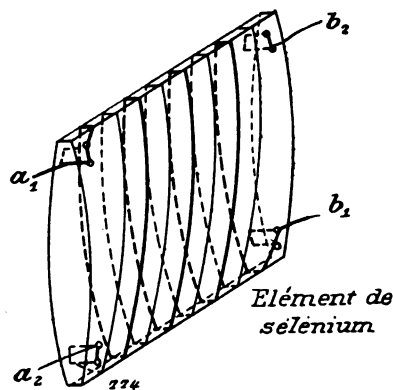


Fig. 2.

(pour de longues distances, il est bon de prendre des différences de potentiel plus considérables; 110 volts suffisent pour des lignes dont la résistance atteint 5 000 ohms), levier interrupteur x_1 , pôle a_1 de l'élément de sélénium, pôle a_2 de cet élément (b_1 et b_2 restent libres), ligne L, récepteur, terre, levier interrupteur x_2 , pôle négatif de la batterie.

Les leviers interrupteurs x_1 et x_2 ont pour but de renverser le courant au moment où la came p du disque R_1 atteint les leviers, afin d'envoyer au récepteur le signal de synchronisme. La pellicule doit être placée sur le cylindre de façon que les signaux de synchronisme aient lieu lorsque les parties de la bande de correction, et non la photographie, sont éclairées.

2. Le récepteur (fig. 3). — Au récepteur, un cylindre Q_2 tourne en synchronisme avec le disque R_2 du transmetteur; ce cylindre glisse à frottement sur un axe fixé au disque R_2 , entraîné par un électromoteur au moyen d'une vis sans fin et d'une transmission R_1 , R_2 , BR_1 . La vitesse de ce moteur est réglée de façon à dépasser de 1 p. 100 la vitesse de celui qui entraîne le transmetteur; la rotation du cylindre Q_2 est arrêtée à chaque tour grâce à la came p_2 du disque Q_2 qui bute contre le talon q_2 jusqu'à ce que le signal de synchronisme ait été envoyé par le transmetteur.

Le long du cylindre Q_2 (diamètre 2 cm, lon-

gueur 12 cm) se meut un petit tube à vide à deux électrodes e_1 et e_2 qui, à chaque tour du disque R_3 , est déplacé parallèlement à lui-même de $1/4$ de millimètre dans la direction de l'axe du cylindre. Le montage du tube sur l'axe du cylindre est exactement le même que le montage d'une membrane de phonographe sur l'axe du cylindre de cet appareil : ce dispositif, bien connu dans les appareils phonographiques, n'a pas été représenté dans la figure. Si nous produisons dans le tube des rayons lumineux d'autant plus intenses

ou plus faibles que les tons de la partie u de l'image à transmettre sont plus sombres ou plus clairs, et si ces rayons passant par une petite fenêtre e ($0,25 \text{ mm} \times 0,25 \text{ mm}$) agissent sur une pellicule sensible enroulée sur Q_2 , nous pouvons reproduire en négative sur la pellicule la photographie du transmetteur : d'après les dimensions adoptées, les proportions des deux images sont dans le rapport de 1 à 4.

Les tubes, dont les figures $4a$, $4b$, $4c$ indiquent les formes donnant les meilleurs résultats, sont

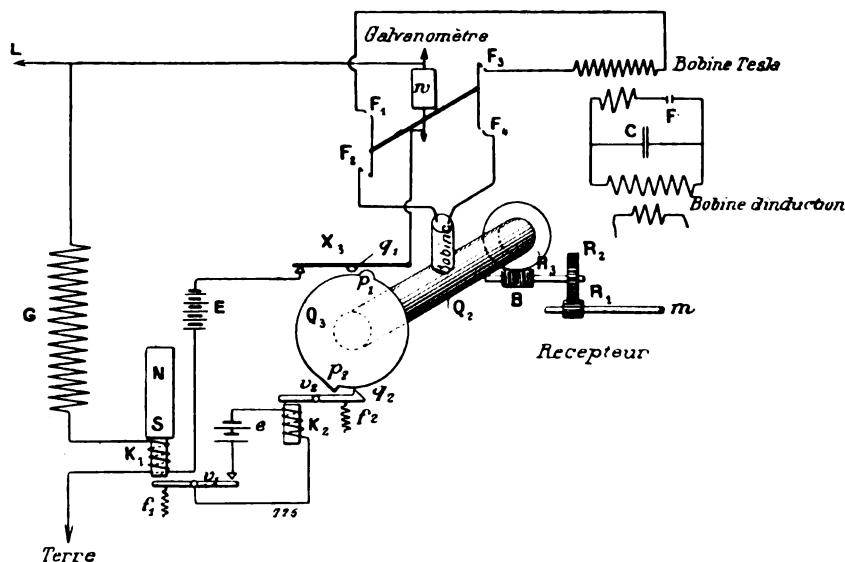


Fig. 3.

recouverts soigneusement de cire à cacheter et d'ébonite à l'exception de la petite fenêtre c ; les électrodes e_1 et e_2 sont placées dans de petits tubes de verre jusqu'à leur extrémité active. La pression dans les tubes est environ 0,5 mm. Le cylindre Q_2 , le disque Q_3 , le levier interrupteur x_3 , et le relais k_2 , v_2 , q_2 , f_2 sont placés dans un coffre imperméable à la lumière et muni d'un couvercle mobile.

Il ne reste plus qu'à montrer comment les intensités des rayons émanés par le tube correspondent aux tons des parties u de la pellicule du transmetteur. Les rayons lumineux sont produits par des courants alternatifs à haute tension (courants de Tesla) qui pénètrent dans le tube par les fils A_1 et A_2 . Pour obtenir les courants de Tesla on peut se servir d'une bobine d'induction de grosseur moyenne et employer comme courant primaire le courant alternatif à 50 pé-

riodes servant à actionner l'électromoteur ⁽¹⁾. Le secondaire de la bobine d'induction est connecté aux deux armatures d'une bouteille de Leyde C et à un circuit comprenant un éclateur F et un petit nombre de tours bien soigneusement isolés de fil assez fort. Le secondaire de Tesla est constitué par un très grand nombre de tours de fil fin et est relié aux électrodes du tube par l'intermédiaire d'éclateurs F_1 , F_2 ou F_3 , F_4 . La distance explosive de ces éclateurs est rendue plus ou moins grande par le jeu d'un galvanomètre m suivant que les courants de ligne provenant du transmetteur ont une inten-

⁽¹⁾ Pour les transmissions photographiques, cette fréquence est suffisante ; pour la télégraphie et la transmission de gravures en demi-ton une fréquence supérieure est nécessaire, comme nous le verrons dans un prochain article.

sité plus ou moins faible, c'est-à-dire pendant que les parties correspondantes u de la pellicule du transmetteur sont claires ou sombres.

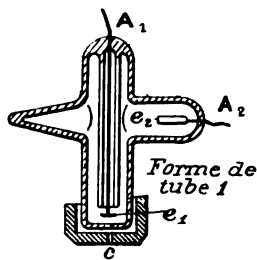


Fig. 4a.

Comme le montre la figure 3, un double chemin est offert aux courants de ligne, l'un par la résistance relativement grande G et le relais K ,

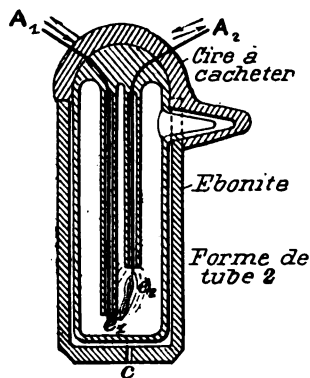


Fig. 4b.

à la terre, et l'autre par le galvanomètre w_1 , le levier interrupteur x_3 au pôle positif d'une batterie d'accumulateurs E d'environ 12 éléments

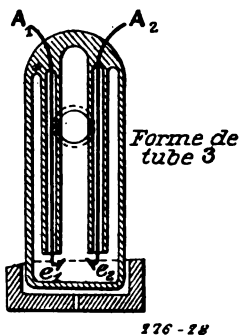


Fig. 4c.

et du pôle négatif de celle-ci à la terre. L'introduction de E permet par le réglage de G d'an-

nuler le courant dans le galvanomètre pour une teinte moyenne déterminée au transmetteur ; les teintes claires produisent alors une déviation dans le sens de l'augmentation de distance explosive $F_1 F_2$, et les teintes foncées une déviation dans le sens de la diminution de la distance explosive (ou inversement d'après le sens du courant dans le galvanomètre, suivant que l'on veut reproduire la photographie en positive ou en négative). Au moment du signal de synchronisme, pendant lequel le levier x_3 est soulevé par la came p_1 le galvanomètre reste à la position 0 et l'on évite ainsi à l'aiguille les plus fortes déviations.

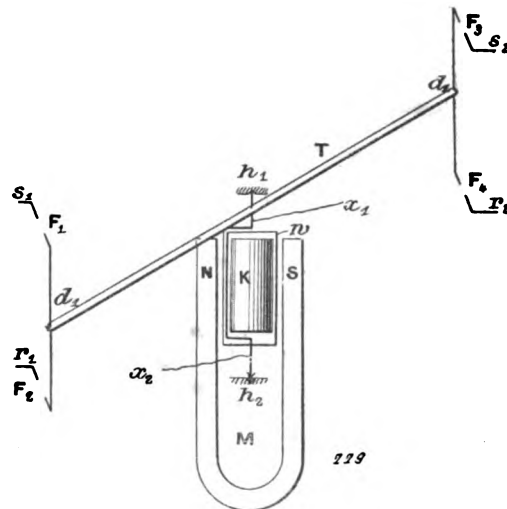


Fig. 5.

La partie la plus importante de l'appareil est donc le galvanomètre et son aiguille. Les galvanomètres astatiques ordinaires à suspension unifilaire se sont montrés trop paresseux pour une transmission suffisamment rapide ; nous nous sommes donc arrêtés, après quelques essais, aux instruments Deprez d'Arsonval que nous avons employés de la façon suivante : La bobine mobile K (fig. 5) placée entre les branches d'un aimant permanent M porte, au lieu de l'aiguille métallique ordinaire une aiguille mince non conductrice T en mica ou en baleine ; les extrémités de cette aiguille portent perpendiculairement les fils minces d_1 ou d_2 à pointes recourbées qui se déplacent vis-à-vis des pointes fixes r_1s_1 , et r_2s_2 .

L'emploi de la variation de distance explosive pour la reproduction des tons a présenté une

difficulté. A partir du moment où la distance explosive est assez faible pour que le courant passe, l'intensité des rayons lumineux émis par le tube croît proportionnellement à la diminution de distance explosive jusqu'à un certain point où elle atteint une valeur déterminée; au delà de ce point l'intensité des rayons émis augmente peu lorsque la distance explosive diminue. Lorsqu'on ne veut pas se contenter d'une reproduction un peu grossière des tons, on ne peut utiliser que le premier intervalle; l'instal-

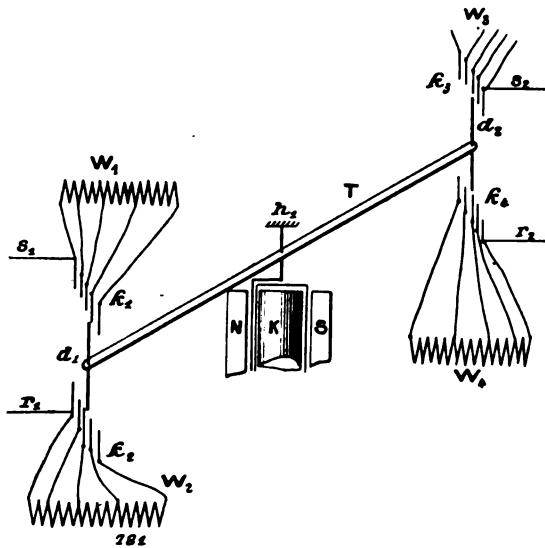


Fig. 5b.

lation n'est pas très facile et l'on n'obtient pas dans la photographie d'aussi forts contrastes que ceux auxquels on doit s'attendre lorsqu'on utilise toute l'étendue des variations d'intensité des rayons lumineux.

Pour cette raison, nous obtenons maintenant les variations d'étincelles correspondant aux variations de teinte par un dispositif de résistances de différentes valeurs intercalées dans le circuit des courants de Tesla. Les aiguilles d_1 et d_2 glissent (dans le dispositif représenté fig. 5b) sur 4 peignes K_1, K_2, K_3, K_4 , formés par de minces feuilles métalliques ($1/4$ mm) alternant avec des feuilles de mica; entre deux feuilles métalliques successives est intercalée une portion des résistances W_1, W_2, W_3 ou W_4 . Dans la figure 1, chaque peigne ne contient que 5 feuilles métalliques; dans le montage que nous avons employé, chaque peigne avait 16 mm de longueur

et contenait 26 feuilles, mais nous avons vu par la suite que 10 feuilles devaient suffire. Les conducteurs s_1 et s_2 aboutissent, exactement comme dans le dispositif précédent, aux pôles de la bobine secondaire du Tesla, et les conducteurs r_1, r_2 au tube. Les peignes sont montés sur des supports isolants en ébonite; les résistances W_1, W_2, W_3, W_4 sont placées dans des boîtes d'où sortent les fils minces bien isolés.

Il n'est pas facile de donner des indications exactes sur les valeurs à adopter pour les résistances $W_1, \dots, W_4$ parce que ces dernières dépendent essentiellement de la tension et de l'intensité des courants de Tesla et peuvent être facilement déterminées par quelques essais.

La transmission d'une photographie de 9×16 cm exige avec la vitesse de rotation actuel-



Fig. 6.

lement employée pour les cylindres (1 tour en 20 secondes) une trentaine de minutes. Les facteurs qui s'opposent à l'accroissement de la rapidité de transmission sont, d'une part, la paresse du sélénium au transmetteur, et, d'autre part, la paresse du galvanomètre au récepteur.

Il est vrai que les variations de résistance du sélénium, comme on le sait d'après les essais de téléphonie avec sélénium, suivent très rapidement les variations de l'intensité lumineuse, mais il y a une certaine lenteur en ce qui concerne la grandeur des variations de résistance; pour une intensité lumineuse donnée un élément montre d'abord une résistance plus faible lorsqu'il a été précédemment à la lumière que lorsqu'il a été précédemment dans l'obscurité. Pour cette raison, il est nécessaire de faire des corrections pendant la durée de la transmission et, pour faciliter ces corrections, on a recours à la bande uniformément éclairée de la pellicule

placée sur le cylindre transmetteur. Le galvanomètre W du récepteur est alors équipé en galvanomètre à miroir, et l'on peut voir sur une échelle ordinaire à rayon lumineux si à chaque signal de synchronisme le spot atteint toujours la même déviation : dans le cas contraire, on modifie la position initiale du galvanomètre en réglant la résistance G ou une résistance intercalée entre E et le galvanomètre : cette seconde méthode est préférable à la première.

La paresse du galvanomètre peut être facilement diminuée et l'on arrivera certainement à augmenter la vitesse de transmission.

R. V.

Appareil récepteur pour téléautographie et transmission des gravures en demi-ton. A. Korn. *Physikalische Zeitschrift*, 15 mars.

Le récepteur pour la transmission à distance des photographies décrit dans l'article précédent peut aussi, avec quelques modifications servir de récepteur pour la téléautographie (transmission télégraphique de manuscrits et de dessins au trait) et pour la transmission à distance des gravures en demi-ton ⁽¹⁾, en combinaison avec un transmetteur analogue à ceux fréquemment employés pour les télégraphes à copier de Bakewell. Comme ces transmetteurs sont supposés connus dans leurs parties essentielles il est inutile d'en donner une longue description et nous indiquerons simplement le montage correspondant au cas qui nous occupe. L'écriture ou le dessin à transmettre sont reproduits avec de l'encre non conductrice sur une feuille métallique ; les gravures en demi-ton sont préparées sur des feuilles métalliques de façon que les points ou traits juxtaposés pour constituer l'image ne soient pas conducteurs. Les feuilles métalliques sont placées sur le cylindre d'ébonite Q₁ qu'un électromoteur entraîne à vitesse constante par l'intermédiaire d'une vis sans fin ⁽²⁾.

⁽¹⁾ Les essais ont été faits avec un cylindre ayant 5 cm de périphérie ou avec un cylindre ayant 10 cm de périphérie. Dans le premier cas, la vitesse de rotation était de 1 tour par seconde, et dans le second cas de 1 tour en 5 secondes. La méthode décrite dans l'article précédent permettait d'obtenir une exactitude de 1/4 p. 100.

⁽²⁾ Ce mot est employé pour désigner d'une façon générale des photographures dans lesquelles les tons clairs ou sombres sont obtenus par l'écartement plus ou moins grand ou l'épaisseur plus ou moins grande de traits ou de points.

Grâce à la démultiplication 1 2 3 et à la vis s, le support a₁, qui porte le ressort F₂ et la pointe métallique P₁, est déplacé le long de la glissière g de manière que, après chaque tour, la pointe P soit décalée de 1/4 de mm le long de l'axe ; cette pointe P glisse donc sur la feuille métallique exactement comme la pointe d'un phonographe sur le cylindre de cet appareil, mais avec une pression beaucoup moindre.

De l'un des pôles de la batterie E le courant passe par le levier interrupteur x, les contacts 1 et c₁ et le ressort F₁ qui appuie sur une bague métallique maintenant la feuille de métal ; de là le courant va au récepteur en passant par la feuille métallique, la pointe P, le ressort F₂, le contact c₂ isolé du support a₁ et la ligne L. La communication se trouve interrompue chaque fois que la pointe P passe sur une partie non conductrice de la feuille métallique ; l'autre pôle de la batterie est relié à la terre par l'intermédiaire du levier interrupteur t₂ et le contact r. Après chaque tour, le signal de synchronisme est envoyé au récepteur par le jeu des cames p₁ p₂, qui appuient les leviers t₁ t₂ sur les contacts 3 et 4 et renversent le courant.

Nous arrivons à la description des particularités de la méthode grâce à laquelle les rapides impulsions de courant reproduisent dans le récepteur les manuscrits, les dessins et les gravures en demi-ton.

Description générale de l'appareil récepteur.

— La partie principale de l'appareil récepteur est exactement la même que pour la transmission des photographies ; un cylindre Q₂ semblable au cylindre transmetteur Q₁ tourne, pour l'action d'un électromoteur et d'une vis sans fin, à une vitesse constante choisie de 1 p. 100 supérieure à celle du transmetteur ⁽¹⁾ ; après chaque tour le cylindre Q₂ Q₃ tournant avec un très faible frottement autour de son axe et arrêté par le talon q₂ contre lequel butte la saillie p₂, jusqu'à ce que le signal de synchronisme ait été envoyé par le transmetteur et ait abaissé le talon q₂. Grâce aux engrenages 1 2 3 et à la vis s, le support a₂ et le tube à vide semblable à celui décrit dans l'article précédent se meuvent le long du guide g de façon qu'à chaque tour la

⁽¹⁾ Le réglage de la vitesse de rotation à 1/4 p. 100 près est obtenu au moyen de la méthode précédemment décrite (*Physikalische Zeitschrift*, 5-25, 1904).

fenêtre du tube soit déplacée de $1/4$ de mm suivant l'axe du cylindre. Autour du cylindre Q_2 est enroulée une pellicule sensible sur laquelle la fenêtre du tube parcourt un chemin semblable à celui de la pointe P du transmetteur sur la feuille métallique : il est bon de ne pas faire glisser le tube sur le papier, mais de laisser un intervalle aussi petit que possible entre les deux.

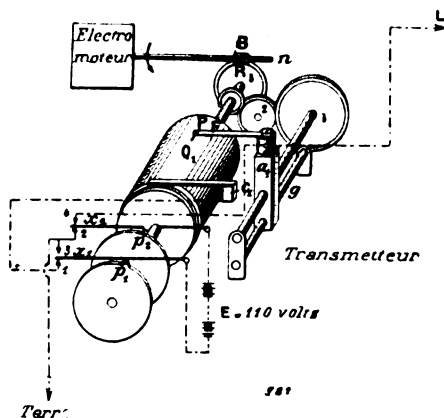


Fig. 1.

Il suffit grâce à un dispositif approprié, d'illuminer le tube chaque fois que la pointe du transmetteur passe sur une partie non conductrice pour obtenir la reproduction de l'écriture ou du dessin en noir sur blanc ; il serait également facile de faire l'inverse en laissant le tube briller tant que la pointe du transmetteur est en contact avec la feuille métallique et en provoquant son extinction à chaque passage de la pointe sur une partie isolée.

Dans la figure, on a supposé que les rayons lumineux étaient produits par des courants de Tesla exactement comme dans le récepteur déjà décrit pour la transmission des photographies, mais dans le cas actuel les courants continus à haute tension sont préférables. En effet, les rayons lumineux émis par le tube présentent des maxima d'intensité aux instants où se produit l'inversion ou la rupture du courant dans le circuit primaire. Si par exemple on a 300 ruptures par seconde ⁽¹⁾, le tube relié au secondaire du Tesla produit 300 points par seconde

(1) Nous avons employé en fait dans nos essais de télégraphie un interrupteur produisant d'une façon régulière 300 étincelles par seconde dans le circuit secondaire.

sur la pellicule sensible. Si donc, à la vitesse maxima que nous avons adoptée pour la rotation des cylindres (un tour par seconde), on place sur l'axe le plus grand cylindre (10 cm de diamètre), on obtient 3 empreintes par millimètre. Au contraire l'emploi des courants continus à haute tension permet d'obtenir une ligne ininterrompue et doit par conséquent être préféré pour les vitesses de rotation élevées ou pour les cylindres de grand diamètre ⁽¹⁾.

Un relais polaire, h_2 (fig. 2), construit spécialement pour courants de Tesla (ou courants à

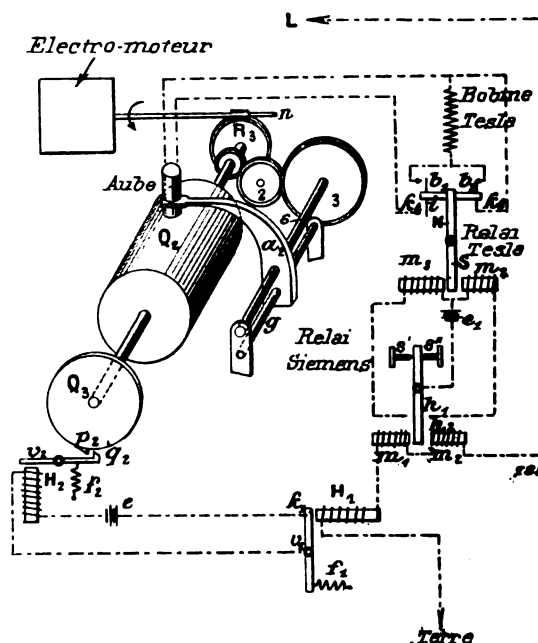


Fig. 2.

haute tension en général) et décrit explicitement dans la suite peut prendre deux positions : dans l'une d'elles, qu'indique la figure, la connexion métallique b_2 portée par la traverse isolante i est appuyée sur les contacts $k_3 k_6$ et la bobine Tesla est mise en court-circuit ; le tube est donc obscur ; dans l'autre position la pièce conductrice b_1 est appuyée sur les contacts $k_3 k_4$, la connexion entre k_5 et k_6 est interrompue et les courants à haute tension passent par le tube qu'ils illuminent.

(1) Toutefois si l'on possédait des machines à courant alternatif à fréquences élevées, par exemple 600, on pourrait employer encore les courants de Tesla pour une vitesse de rotation quatre fois plus considérable ou des cylindres d'un diamètre quatre fois plus grand.

On pourrait, en faisant passer le courant de la ligne directement par les électroaimants m_3 et m_4 , obtenir l'une ou l'autre position du relais suivant que la pointe P du transmetteur serait en contact avec une partie conductrice ou non conductrice. Mais la construction du relais Tesla employé nécessite pour les électroaimants m_3 et m_4 des courants d'intensité supérieure à celle des courants télégraphiques ordinaires. Pour cette raison, dans le dispositif que nous avons adopté jusqu'ici, les électroaimants m_3 m_4 représentés dans la figure sont actionnés par le courant local de la batterie e_1 qui d'après la position du relais polarisé à faible courant h_1 (relais Siemens et Halske) fait agir l'électroaimant m_3 ou l'électroaimant m_4 . Le relais h_1 est actionné par le courant de ligne qui passe par les électroaimants m_2 et m_1 .

Lorsque la pointe P du transmetteur passe sur une partie conductrice, le courant de ligne entre en action, le levier du relais h_1 est attiré par m_1 et le courant local de la batterie passe par m_3 : le levier du relais h_2 est alors attiré par m_3 , b_2 relie k_5 à k_6 et le tube reste obscur.

Lorsque la pointe P du transmetteur passe sur une partie non conductrice, le courant de ligne est interrompu, les électroaimants m_1 et m_2 n'ont plus d'action, le levier h_1 prend sa position naturelle, réglable au moyen des vis s' s'' de façon qu'il soit en contact avec k_2 ; le courant local passe par l'électroaimant m_4 qui attire le levier h_2 ; b_1 relie k_3 et k_4 et le tube s'illumine.

La réception du signal de synchronisme est plus simple dans l'appareil actuel que lorsqu'il s'agit de transmettre des photographies, car il n'est pas nécessaire de mettre hors circuit le relais peu avant le signal. Aussitôt que le signal de synchronisme vient du transmetteur et que par conséquent le courant de ligne est commuté, l'aimant k_1 attire le levier du relais polarisé v_1 , le courant local actionnant l'électroaimant k_2 est rompu et le ressort F_2 fait descendre le talon q_2 .

Le relais pour courants à haute tension (fig. 3).

— Le relais pour courant à haute tension (h_2 dans la figure 2), dont la fonction est d'envoyer au tube ou de court-circuiter les courants à haute tension, nécessite une description particulière. Ce relais comporte en principe les organes suivants :

1. L'armature A mobile autour de l'axe D sup-

porté par les points k_1 et k_2 : cette armature est formée d'une pièce de fer doux en forme d'I et est aimantée par une bobine fixe As qui l'entoure sans la toucher et est parcourue par le courant d'une batterie locale ; la barre supérieure h'_1 forme un pôle nord et la barre inférieure h''_1 un pôle sud.

2. Quatre électroaimants fixes en forme de] en fer très doux dont un seul est représenté sur la figure pour plus de clarté : la bobine de cha-

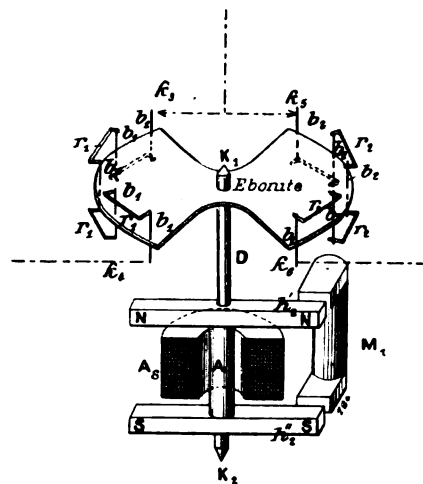


Fig. 3.

cun de ces électroaimants entoure leur partie cylindrique ; les masses polaires horizontales ont une section rectangulaire et exercent sur les barres h'_1 et h''_1 une attraction dans le sens de rotation.

3. Dix petites barrettes b_1 b_2 en cuivre disposées parallèlement à l'axe sur la périphérie d'un disque horizontal en ébonite porté par l'axe D et réparties en deux groupes de 5 barrettes.

4. Deux groupes de 4 anses métalliques en forme de U, r_1 r_2 , fixés sur des supports isolants de manière que, pour une faible rotation du disque d'ébonite dans le sens des aiguilles d'une montre (vu d'en dessus), les 4 anses métalliques r_1 viennent simultanément en contact avec les barrettes de cuivre b_1 , tandis que le contact entre les anses r_2 et les barrettes de cuivre b_2 est supprimé.

5. Les quatre contacts k_3 k_4 k_5 k_6 : k_3 et k_4 doivent être connectés à l'un des pôles du circuit à haute tension, k_5 à l'une des électrodes du tube et k_6 à l'autre pôle du circuit à haute ten-

sion. Les contacts $k_1, \dots, k_6$ fixés à des supports isolants sont réglables au moyen de vis et peuvent être écartés ou rapprochés des barettes voisines b_1 ou b_2 .

Cette description des parties essentielles du relais rend facile la compréhension de son fonctionnement d'après le schéma de la figure 2. On peut se demander pourquoi il y a un aussi grand nombre de pièces de contact b_1 ou b_2 . Il faut remarquer que le relais peut travailler avec une rapidité d'autant plus grande que l'amplitude des mouvements de rotation de l'axe nécessaire pour assurer la connexion est plus faible; il est inutile que les contacts soient parfaits car les courants à haute tension franchissent les intervalles en produisant des étincelles avant que le contact ait lieu. Plus les tensions sont élevées, plus sont grandes les distances explosives que peuvent franchir les courants et plus on risque que des étincelles éclatent entre les deux côtés mais plus le nombre des contacts est grand (pour une même amplitude d'oscillations), plus grandes sont les différences entre les distances explosives à droite et à gauche et plus on a de chances d'éviter le passage intempestif du courant.

La nécessité d'un grand nombre de pièces de

contact mobiles oblige à recourir à un courant local pour actionner le relais et à l'établissement et l'interruption de ce courant par un relais ordinaire parcouru par les courants de la ligne.

En effet, il est impossible qu'un relais à faible courant puisse effectuer à la vitesse voulue le travail nécessaire au déplacement d'un aussi grand nombre de contacts.

Il existe un autre moyen qui n'a pas été employé dans nos essais à cause des frais considérables qu'il entraîne, mais qui conduirait à une augmentation sensible de la vitesse de transmission.

On pourrait actionner au moyen du courant de ligne, un grand nombre de relais polarisés dont chacun serait chargé d'augmenter ou de diminuer les distances entre une pièce de contact et deux contacts fixes : les pièces de contacts mobiles joueraient le rôle de b_1 et b_2 , et les contacts fixes le rôle de r_1, k_3, k_4 ou r_2, k_5, k_6 ; il serait même bon de monter ensemble sur une sorte d'anneau tous ces relais, et l'on obtiendrait ainsi un relais perfectionné pour courants à haute tension directement actionné par les courants de ligne ⁽¹⁾.

R. V.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

ACADÉMIE DES SCIENCES

Sur un système d'amortisseur barbelé. Note de MM. Favé et Carpentier, présentée par M. Guyou.

« Dans un grand nombre des instruments qui comportent l'emploi d'un équipage mobile, les observations sont rendues lentes, peu précises, pénibles et parfois impossibles par la difficulté d'amortir le mouvement de l'organe qui sert aux mesures. On voit souvent les oscillations d'un index matériel, ou d'un rayon lumineux en tenant lieu, se prolonger indéfiniment entretenues par les irrégularités du phénomène dont on se propose l'étude, soit par des influences étrangères (trépidations des supports, agitation provoquée par l'observateur lui-même manquant d'un point d'appui stable). Divers dispositifs

ont été proposés pour atténuer ces inconvénients; la plupart sont tantôt imparfaits, tantôt inapplicables. Tout procédé offrant des ressources nouvelles présente donc quelque intérêt.

» Joule a décrit en 1843 une boussole des

⁽¹⁾ Pour les applications de télégraphie rapide un tel relais offrirait beaucoup d'avantages sur les relais ordinaires; les impulsions de courant seraient immédiatement enregistrées par les rayons lumineux du tube qui apparaissent et disparaissent presque instantanément. Une partie du temps qu'exigent les leviers des relais ordinaires pour aller d'un contact à l'autre serait économisée puisqu'il se produit des étincelles avant que le contact soit complet. L'emploi d'un tel dispositif pour la télégraphie rapide ne nécessiterait naturellement aucun dispositif de synchronisme et les signaux nécessaires se réduiraient à 3 : impulsion de courant dans un sens, courant nul, impulsion de courant dans l'autre sens.

tangentes dans laquelle une aiguille aimantée très courte entraînait une tige de verre extrêmement mince servant d'index. Dans cet instrument le frottement de la tige index sur l'air produisait un amortissement énergique.

» Quand on cherche à faire de ce dispositif d'autres applications, on se heurte à de sérieuses difficultés qui l'ont probablement empêché de se répandre. D'abord un simple fil ne peut dissiper qu'une quantité minime de force vive, de telle sorte que le mobile, dont il doit éteindre les oscillations, ne peut avoir que de fort petites dimensions; ensuite si, pour accroître l'efficacité du système, dans les limites qu'elle comporte, on diminue le diamètre de ce fil, celui-ci devient un index d'une visibilité insuffisante.

» Pour tourner l'obstacle, nous avons pensé à atteler plusieurs fils amortisseurs au mobile à freiner et nous avons obtenu d'excellents résultats en disposant ces fils radialement autour de l'axe ou du centre de rotation de ce mobile. Ces fils, ainsi fixés par une de leurs extrémités, constituent des sortes d'étoiles planes ou de véritables houppes tout à fait semblables, mais en plus grand, à ces parachutes dont la nature a doté certaines graines pour leur permettre de se soutenir dans l'air et d'aller au loin propager les espèces. En intéressant un volume d'air suffisamment étendu, nos *amortisseurs barbelés* éteignent les oscillations de mobiles qui n'ont plus besoin d'être réduits à une masse insignifiante. Quand on observe l'effet qu'ils produisent on ne peut se défendre d'une certaine surprise, tant est grande leur action eu égard à la petitesse de la surface sur laquelle s'exerce la résistance de l'air.

» Nous avons entrepris toute une série d'expériences, afin d'établir la loi du phénomène et de déterminer les conditions de maximum de nos amortisseurs.

» Dans un Mémoire paru en 1850, Stokes a publié une étude analytique relative à la résistance éprouvée par un cylindre qui se meut transversalement dans l'air, afin d'arriver, en partant des travaux de Bessel et de Baily, à la réduction au vide des durées d'oscillations de pendules formés de masses suspendues à des tiges plus ou moins minces. Plus tard Tomlinson fit des expériences, qu'il décrivit en 1886, sur le déplacement des cylindres dans l'air,

dans le but de déduire des formules de Stokes le coefficient de viscosité de l'air. Ces formules ne s'appliquent rigoureusement qu'à des cylindres beaucoup plus gros que ceux que nous utilisons. Le diamètre moyen des fils qui entrent dans la composition de nos amortisseurs est de 0,1 mm et nos expériences ont embrassé une série de diamètres compris entre 3 mm et 0,018 mm.

» La formule à laquelle nous sommes arrivés est la suivante :

$$(\rho - 0,00135) (D + 0,00283) = 0,0007765.$$

» Dans cette formule ρ représente le coefficient (exprimé en dynes) de résistance par centimètre carré de la section transversale pour une vitesse de 1 cm par seconde; D représente le diamètre du fil. Cette formule, traduite graphiquement, correspond à une hyperbole équilatère dont les asymptotes sont parallèles aux axes de coordonnées.

» La nature de la surface des fils paraît ne jouer aucun rôle. A surface transversale égale on a le plus grand intérêt, au point de vue de l'amortissement, à ce que le moment d'inertie de l'organe amortisseur soit le plus petit possible. Cette condition se trouve très heureusement réalisée par l'emploi de poils naturels ou de fils de verre creux. Bien qu'il paraisse évident que la multiplicité des fils soit favorable à l'efficacité d'un amortisseur, on commettrait une erreur en rapprochant ces fils exagérément; leur rapprochement provoque un entraînement de la masse d'air ambiante qui nuit beaucoup à l'effet cherché. Cet entraînement se fait sentir alors que les fils sont entre eux à des distances relativement grandes. C'est ce que nous avons constaté en disposant plusieurs fils parallèlement dans un plan vertical et en les faisant osciller horizontalement. Plus les fils sont rapprochés et moins l'amortissement est grand. Pour des fils de 0,03 m, l'influence du voisinage est encore très accusée quand les intervalles séparatifs sont de 3 mm, soit 100 fois le diamètre.

» Bien que nos expériences, faites intentionnellement dans des conditions se rapprochant de la pratique, n'aient pas un caractère de haute précision, les conclusions très nettes auxquelles elles nous ont conduits, à savoir : *forme hyperbolique* de la relation entre la résistance du milieu et le diamètre des fils et l'influence du

voisinage sur l'entraînement de l'air, apporteront certainement une utile contribution aux notions que l'on possède déjà sur la viscosité des gaz.

» Nous avons appliqué nos amortisseurs à des boussoles de topographie, à des boussoles marines et à un instrument nouveau destiné à la mesure rapide des hauteurs angulaires des astres ou d'objets quelconques au-dessus de l'horizon. Nous avons l'honneur de présenter ces instruments à l'Académie. »

Action des oscillations hertziennes sur des sources de lumière peu intenses. Note de M. C. Gutton, présentée par M. POINCARÉ.

« Les forces électromotrices d'induction, dues aux variations d'un champ magnétique, rendent plus visible un écran parsemé de taches de sulfure de calcium phosphorescent ⁽¹⁾. Un oscillateur de Hertz produisant autour de lui des forces électromotrices très intenses, on peut penser que les ondes électromagnétiques émises par cet oscillateur agissent sur un écran phosphorescent.

» Pour le vérifier, j'ai reproduit les expériences de Hertz sur les rayons de force électrique, en employant, au lieu du résonateur, un écran phosphorescent.

» Les oscillations électriques étaient produites par un petit oscillateur de M. Blondlot, ayant 2 cm de diamètre, noyé dans l'huile de vaseline; elles étaient conduites par 2 fils de 9 m de long à deux petites antennes de 4 cm de longueur, disposées suivant la ligne focale d'un miroir de zinc en forme de cylindre parabolique. Ce miroir avait 4,8 cm de distance focale, 40 cm d'ouverture et 13,5 cm de hauteur. Le faisceau de rayons de force électrique réfléchi était reçu par un second miroir identique et concentré sur un écran phosphorescent disposé suivant la ligne focale. La distance des foyers des deux miroirs était de 1 m. L'oscillateur et les miroirs étaient dans deux chambres séparées; on évitait ainsi toute action du bruit de l'étincelle oscillante sur l'écran phosphorescent. Les fils qui conduisent les ondes de l'oscillateur au miroir étaient recouverts de gutta et très voisins l'un de l'autre; le champ hertzien qu'ils produisent, étant concentré entre les fils, ne

pouvait agir sur l'écran phosphorescent. Une machine de Holtz servait à produire les étincelles oscillantes ⁽¹⁾; les armatures internes de deux bouteilles de Leyde de faible capacité étaient reliées aux pôles de la machine et les armatures externes à l'oscillateur; celles-ci étaient réunies par un tube de verre plein d'eau pour leur permettre de se charger. On faisait éclater des étincelles dans l'air entre les armatures internes, et la décharge brusque des armatures externes était envoyée à l'oscillateur. Je n'ai pas employé de bobine de Ruhmkorff, car le champ magnétique variable de la bobine agissait sur l'écran phosphorescent malgré la distance qui les séparait.

» Dès qu'on envoie des ondes électriques aux antennes du miroir transmetteur, le sulfure de calcium placé au foyer du miroir récepteur devient plus visible. Cette augmentation d'éclat est même plus grande que dans les expériences sur l'action du champ magnétique, décrites dans des Notes précédentes.

» Les antennes, à chaque arrivée d'ondes, se chargent et s'attirent. Ces attractions sont très faibles, mais on peut craindre qu'elles ne suffisent pour faire vibrer les antennes. Il en résulterait des vibrations de l'air qui, concentrées sur l'écran phosphorescent, pourraient être la cause de l'augmentation d'éclat. En répétant diverses expériences de Hertz, on constate qu'il n'en est rien et que ce sont bien les radiations hertziennes qui agissent. Ainsi, un écran métallique interposé entre les miroirs empêche toute action sur le sulfure phosphorescent, tandis qu'un écran en carton est sans effet.

» L'expérience de Hertz sur la polarisation des ondes électriques est particulièrement propre à montrer que ce sont bien elles qui rendent la phosphorescence plus visible. Un réseau de fils de cuivre tendus parallèlement à 1 cm de distance est placé entre les miroirs; en le faisant tourner dans son plan, on voit l'éclat du sulfure phosphorescent devenir minimum quand les fils sont parallèles à la direction de la force électrique et maximum quand ils sont perpendicu-

⁽¹⁾ On ne peut faire jaillir des étincelles dans l'huile en reliant directement l'oscillateur à une machine de Holtz. Les premières étincelles qui passent décomposent l'huile et les parcelles de charbon provenant de cette décomposition sont attirées entre les boules du micro-mètre à étincelles et les réunissent.

⁽¹⁾ *Comptes rendus*, t. CXXXVIII, 1904, p. 547.

lares. L'orientation pour laquelle l'éclat est maximum se détermine à quelques degrés près.

» La réflexion des ondes électriques sur un miroir plan peut s'observer plus facilement qu'avec un résonnateur. Les axes des miroirs paraboliques faisant entre eux un angle de 90° , le faisceau de rayons de force électrique ne tombe plus sur le miroir récepteur; on peut l'y renvoyer à l'aide d'un châssis tendu de toile et recouvert de papier d'étain. On constate, en effet, que, en faisant tourner le châssis devant le miroir récepteur, on trouve une orientation pour laquelle le sulfure phosphorescent devient plus visible; cette orientation correspond bien à des angles d'incidence et de réflexion égaux.

» Les rayons N augmentent l'éclat de la phosphorescence quand on observe l'écran normalement, mais le diminuent lorsqu'on observe tangentiellement.

» Il en est de même des ondes hertziennes; il importe donc, pour observer une augmentation d'éclat, de se placer en face de l'écran.

» Les expériences précédentes peuvent se faire en employant, au lieu du sulfure phosphorescent, un corps faiblement éclairé. Ainsi, une bande de verre dépoli éclairée par une très petite flamme de gaz, brûlant à l'extrémité d'un tube de verre effilé, devient plus visible quand elle reçoit des ondes hertziennes. La bande de verre dépoli, placée au foyer du miroir récepteur était éclairée à travers un trou percé au sommet du miroir.

» Le résonnateur de Hertz peut être modifié de manière à se servir d'un écran phosphorescent au lieu de l'étincelle qui jaillit à la coupure. A cet effet, on soude aux extrémités du résonnateur, de part et d'autre de la coupure, deux morceaux de toile métallique parallèles; le champ électromagnétique entre ces toiles métalliques est très intense, on y place un petit écran phosphorescent et on l'observe à travers les mailles de la toile. »

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE

Fluxmètre, par M. E. Grassot.

Cet appareil repose sur le principe d'une méthode galvanométrique indiquée par M. Féry (*Comptes rendus*, 5 juin 1899). Il est constitué par un galvanomètre genre Deprez-d'Arsonval, dont le couple de torsion est très petit et par

conséquent l'amortissement très grand. Si l'on relie ce galvanomètre à une force électromotrice faible, le cadre n'ayant aucun travail à produire se déplacera avec une vitesse telle qu'il engendrera une force contre-électromotrice opposée et presque égale à celle qui lui est appliquée; on aura donc, en appelant α le déplacement et E la force électromotrice aux bornes.

$$\frac{d\alpha}{dt} = KE, \quad \alpha = \int E dt.$$

La bobine, en se déplaçant dans le champ de l'appareil, produit un flux Φ également proportionnel à ce déplacement: $\alpha = K\Phi$. Le flux Φ engendré par le déplacement de la bobine est égal et opposé à $\int E dt$ appliqué aux bornes.

Si, au lieu de relier l'appareil à une force électromotrice, on le met en relation avec une bobine d'un nombre de tours déterminé placée dans un champ uniforme, une variation de ce champ se traduira par une variation de flux dans la bobine, c'est-à-dire par une force électromotrice $E = \frac{d\Phi}{dt}$. Lorsque la variation sera terminée,

on aura produit au bornes de l'appareil $\int E dt = \Phi$; nous voyons donc qu'une variation de flux dans la bobine extérieure à l'appareil correspond à une déviation déterminée de l'aiguille.

L'appareil réalisé par la « Compagnie pour la fabrication des compteurs », sous la forme de ses voltmètres ou ampèremètres ordinaires est très robuste; la bobine mobile est suspendue par un fil de cocon qui est lui-même fixé à un ressort, ce qui le rend incassable; elle est reliée aux bornes de l'appareil au moyen de deux spiraux excessivement souples; de plus, elle porte une aiguille se déplaçant sur un cadran divisé en centaines d'unités C. G. S. et elle peut être ramenée au zéro mécaniquement par un bouton mû à la main.

Les applications de cet appareil sont celles du balistique qu'il peut remplacer dans tous les cas en présentant de plus grands avantages: d'être indéréglaire, de ne pas être influencé par les champs extérieurs, d'avoir une sensibilité indépendante de la résistance du circuit, et enfin d'être à lecture directe. Il permet en outre de mesurer des variations de flux très lentes, ce qui est impossible par les méthodes ordinaires.

Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil, par M. N. Vasilescu-Karpen.

Entre deux armatures cylindriques verticales se trouve suspendue par un fil en quartz, une aiguille formée de deux parties cylindriques en aluminium mince, réunies métalliquement. Les armatures sont réunies par un circuit S ayant une self-induction convenable.

L'une des bornes de l'appareil ainsi formé est mise à la terre, l'autre borne est mise en communication avec l'antenne.

Lorsque l'antenne est impressionnée par des ondes électriques, les bornes de l'appareil sont soumises à une différence de potentiel alternative, dont la période est celle des ondes.

Dans ces conditions l'aiguille tourne autour de son point de suspension de façon à augmenter la capacité du système. Les déviations sont observées par la réflexion à l'aide d'un petit miroir solidaire de l'aiguille.

Pour préserver l'aiguille d'une charge accidentelle on peut la réunir électriquement au milieu du circuit S.

La réception se fait dans les meilleures conditions lorsque la self-induction du circuit S et la capacité du système à laquelle on peut ajouter une capacité auxiliaire satisfont à la condition de résonance.

On sait que les cohérents et les récepteurs magnétiques sont sensibles surtout au choc du front de l'onde; au contraire le présent appareil accumule les effets et mesure l'énergie reçue par l'antenne.

Au point de vue pratique, ce mode de réception pourrait peut-être rendre service lorsqu'il s'agira de franchir de très grandes distances.

En effet, dans la télégraphie sans fil, la distance ne semble pas devoir être limitée par la sensibilité des récepteurs, mais par l'impossibilité où l'on se trouve d'empêcher les récepteurs trop sensibles d'enregistrer des signaux étrangers à la transmission. On est donc forcé de donner aux récepteurs une sensibilité moyenne, quitte à augmenter l'énergie transmise. Cette énergie dépend de deux facteurs : 1° l'amplitude des ondes, 2° leur nombre par signal. Or, pour les récepteurs sensibles au choc, il n'y a que le premier facteur qui intervient; au contraire, dans le mode de transmission dont il s'agit, on pourra multiplier utilement le nombre des trains d'ondes par signal.

AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

Etude sur les chemins de fer à grande vitesse. A. N. Armstrong. *Transaction of Am. Inst., of El. Engineers*, t. XX, p. 949 — 967.

Parmi les nombreuses questions qui surgissent dans l'étude d'une nouvelle ligne de chemins de fer, une des plus importantes est, sans contredit, la vitesse des trains dont dépendent, non seulement les frais de premier établissement, mais encore les dépenses d'exploitation et les recettes.

Dans cette communication, l'auteur s'attache à établir les relations entre les dépenses d'exploitation et de premier établissement d'un chemin de fer et la vitesse commerciale. La plupart des données fournies par l'auteur sont le résultat d'une longue série d'essais pratiques, de sorte que les conclusions qu'il en tire sont susceptibles d'applications immédiates.

Les questions d'accélération n'interviennent pas seulement dans les transports urbains à arrêts fréquents; sur les grandes lignes, la relation entre les arrêts et la vitesse commerciale introduit aussi les considérations des vitesses fractionnaires des moteurs. De plus, les trains des grandes lignes ont souvent à pénétrer dans les grands centres où ils doivent pouvoir faire le service des trains urbains ordinaires, à faibles vitesses, avec des arrêts fréquents.

Le problème de la traction électrique à grande vitesse est relativement simple quand il s'agit de voies à courbes peu prononcées et d'arrêts restreints sur une grande distance; le service s'y fera à moins de frais et accroîtra le trafic plus rapidement que sur les lignes à vapeur.

Sur les voies suburbaines, le problème présente de plus grandes difficultés économiques, des haltes sont établies généralement tous les 1 500 m avec arrêt facultatif; à certains moments de la journée, les trains devront s'arrêter à toutes les haltes, tandis qu'à d'autres ils les traverseront sans s'arrêter. L'électricité aura à surmonter bien des obstacles, dans ce genre de traction, pour lutter économiquement avec la vapeur, d'autant plus que les voitures construites d'abord pour le trafic intense et à arrêts fréquents des voies suburbaines, tendront de plus en plus à empiéter sur les territoires les plus éloignés, c'est-à-dire pour un service comportant moins d'arrêts et un trafic moins chargé. Dans la construction d'une nouvelle ligne électrique, destinée à entrer en concurrence avec les

lignes à vapeur, le choix des vitesses doit s'inspirer non seulement des conditions actuelles des lignes concurrentes, mais encore de celles qui résulteraient de la transformation, sur ces lignes, de la traction à vapeur en traction électrique.

Dans cette étude de la vitesse, on est amené nécessairement à se procurer des données précises sur la résistance des voitures ou des trains. Les résultats généralement connus ont été obtenus sur des trains à locomotives et ne s'appliquent qu'imparfaitement aux trains électriques et surtout aux voitures isolées de la plupart des services suburbains. Les seuls résultats qui y aient été obtenus sur des trains électriques à divers nombres de voitures sont dus à W. J. Davis, dans ses essais effectués sur la ligne de Lockport-Buffalo, en mars 1900. L'auteur lui emprunte trois courbes de résistance, A, B, C (fig. 1). La courbe C se

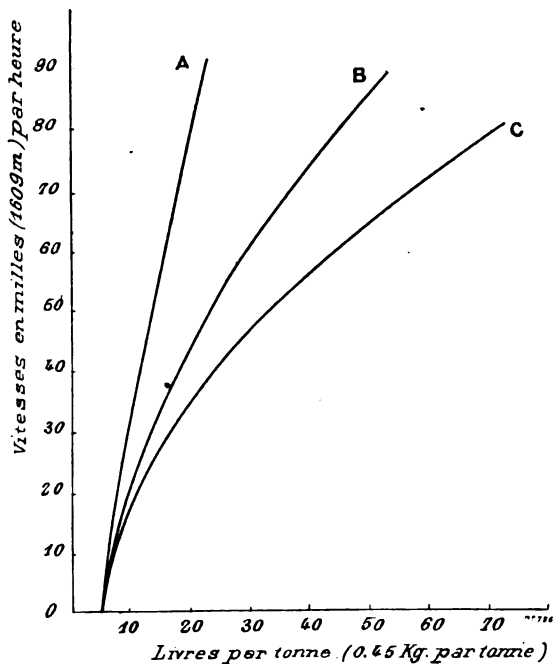


Fig. 1.

rapporte à une voiture de 40 tonnes environ ; la courbe B à deux voitures semblables accouplées, et la courbe A à un train de 8 voitures ou davantage.

Ces courbes n'ont été établies que pour des vitesses inférieures à 100 km, mais comme il n'est besoin que d'une approximation assez large pour un avant-projet, les valeurs corres-

pondant aux vitesses de 100 à 150 km, seront déduites d'une prolongation de la forme générale des courbes. De ces courbes de la figure 1, l'auteur a déduit les courbes (fig. 2, 3, 4) des vitesses

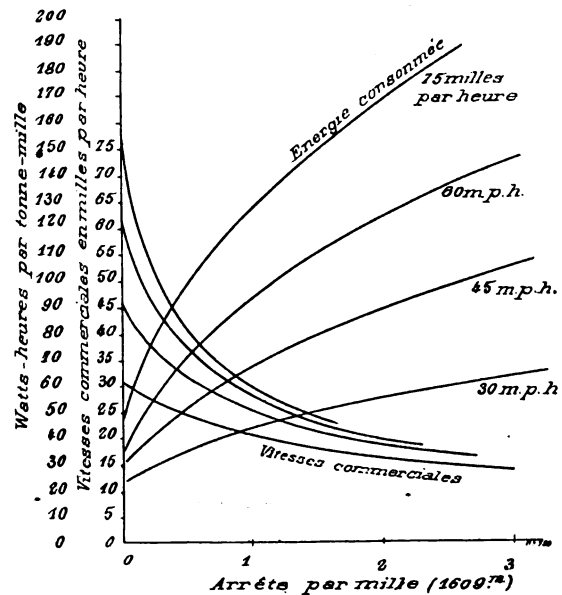


Fig. 2.

commerciales et des consommations d'énergie sur divers trajets, suivant la méthode indiquée par l'auteur dans sa communication de 1902, qui a été analysée dans *l'Eclairage électrique*. Comme il a été montré dans cette communication, l'accélération aux départs et aux arrêts, n'a pas une influence marquée sur la consommation d'énergie pour des vitesses aussi élevées, pas plus que la forme caractéristique du moteur à quelques pour cent près. Le facteur capital dans toutes ces courbes est le coefficient de résistance comprenant la résistance des rails, les frottements de roulement, des coussinets, et la résistance de l'air. Les constantes admises sont celles que l'on rencontre, en pratique, dans les trains rapides suburbains, à savoir :

La voie est supposée droite et en palier :

Effort de traction moyen . . .	54,5 kgr par tonne
» de freinage	54,5 »
Durée des arrêts.	15 secondes

Les courbes des figures 2, 3, 4 ont été établies en tenant compte de toutes les pertes qui se présentent dans l'équipement avec moteurs-séries à courant continu et coupleurs série-parallèle.

L'inertie des parties tournantes est estimée à 5 p. 100, et admise comme constante. La courbe

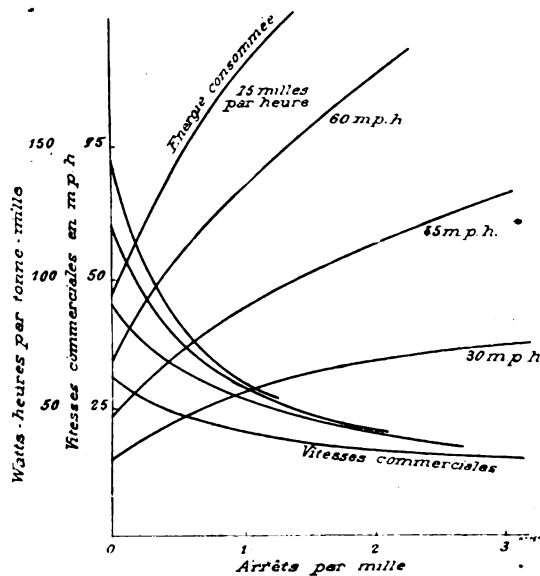


Fig. 3.

des vitesses d'un moteur de 125 chevaux a été employée, dans tout le cours des calculs. Les courbes de consommation varient nécessairement

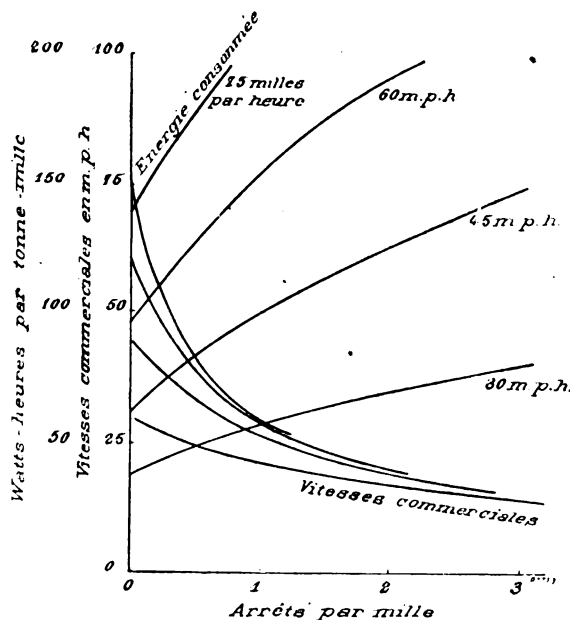


Fig. 4.

si la durée de la marche en dérive est modifiée. On a admis ici une suppression de 10 secondes,

au maximum, de la force motrice; de sorte que les vitesses commerciales trouvées sont évidemment les plus fortes possibles, de même que les consommations d'énergie.

On voit à la simple inspection de ces courbes l'effet considérable de la résistance de l'air sur les trains d'une ou deux voitures aux très grandes vitesses.

La marche d'une voiture seule à 130 km est impraticable, et déjà à 95 km est soumise à bien des objections. Il ressort des figures, en effet, que les consommations, pour une vitesse de 130 km, sont respectivement de 47, 92, et 137 watts-heure par tonne-mille pour des trains de plusieurs, de deux et d'une seule voiture, sans arrêts. Avec un arrêt tous les 6,5 km condition plus pratique, les différences sont encore considérables. Il semble donc que la traction électrique est appelée à se conformer à la pratique des trains à vapeur à plusieurs voitures et moins fréquents et ne pourrait s'en écarter que pour des considérations de trafic exceptionnellement intense.

Mais aux vitesses plus faibles, les différences dans les consommations d'énergie décroissent notablement; à 50 km, et avec les arrêts fréquents qui caractérisent les services à faibles vitesses, une voiture seule consomme à peine plus d'énergie qu'un train de plusieurs voitures, par tonne-kilomètre.

Une autre conclusion intéressante qui ressort de l'examen des courbes précédentes est l'influence de la vitesse maxima sur la vitesse commerciale. Avec des arrêts très fréquents, soit tous les 1600 m environ, une vitesse maxima de 130 km ne permet de réaliser qu'une vitesse commerciale de 46,5 km; tandis qu'une vitesse maxima de 48 km, permet déjà d'atteindre une vitesse commerciale de 35 km à l'heure; en ne consommant que 28,5 p. 100 de l'énergie nécessaire dans le premier cas. Les mécomptes auxquels expose l'emploi des grandes vitesses maxima pour des trajets très courts seraient moins graves, s'il fallait réaliser des vitesses commerciales supérieures; mais il y a là une limite qu'on ne saurait dépasser sans incommoder les voyageurs.

Pour arriver à appliquer ces considérations à un exemple concret, l'auteur indique fig. 5, les caractéristiques d'un moteur-série de 125 chevaux et dans la figure 6, sont consignés les résultats d'un grand nombre d'essais portant sur la rela-

tion entre la puissance commerciale des moteurs et la charge en tonnes que ces moteurs peuvent transporter aux différentes vitesses maxima; il est probable que pour les grandes vitesses, étant

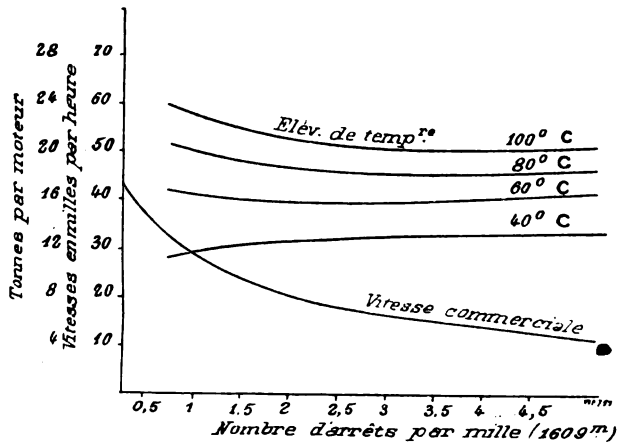


Fig. 5.

donné la supériorité de la ventilation, les résultats sont un peu largement indiqués par ces courbes. Les figures 7 et 8 donnent les mêmes courbes pour un train de deux voitures et pour une voiture seule. En résumé, les courbes 2, 3, 4 fournissent la vitesse commerciale et la consommation d'énergie pour toute vitesse maxima et

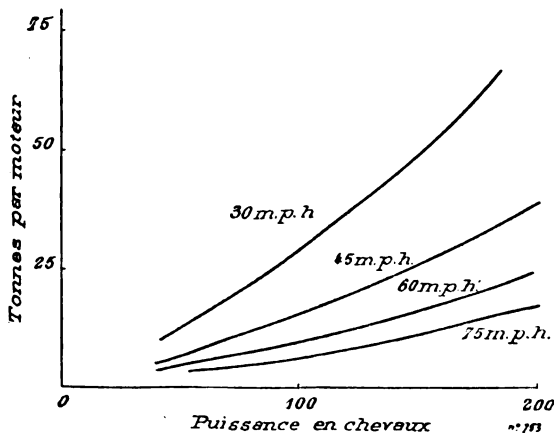


Fig. 6.

tout nombre d'arrêts, et les courbes 6, 7, 8 donnent la capacité du moteur nécessaire pour entraîner les convois de divers tonages et aux diverses vitesses maxima,

Cela étant, l'auteur considère une ligne AB

longue 161 kilomètres (100 milles), sur laquelle diverses circonstances telles que la concurrence d'un chemin de fer à vapeur exigent un service à grande vitesse; des arrêts de 15 secondes auront lieu tous les 6,436 km (4 milles), les

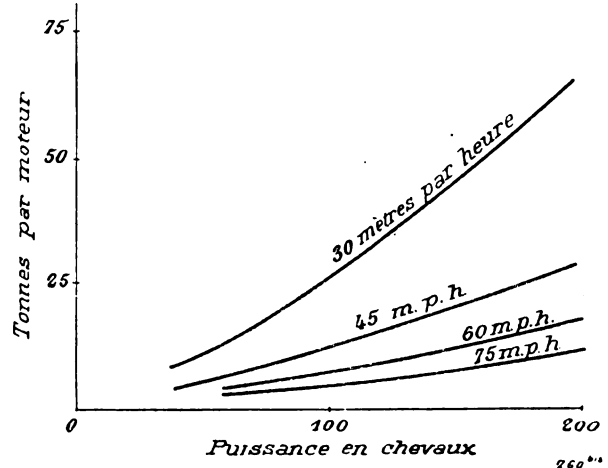


Fig. 7.

moteurs seront alimentés en courant continu par des sous-stations reliées à une station centrale unique. On se propose d'étudier l'influence de la traction, par une ou plusieurs voitures, sur les dépenses d'établissement et d'exploitation.

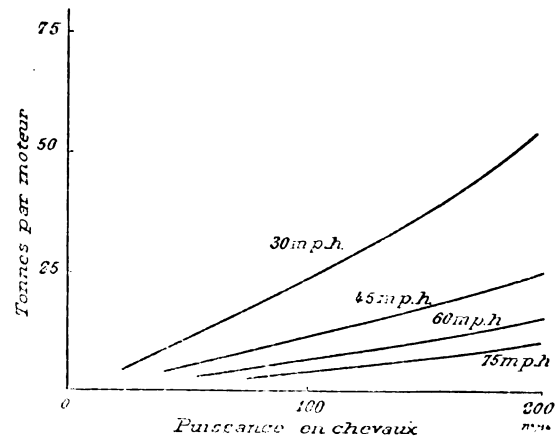


Fig. 8.

On admet que le service de la ligne à vapeur comporte une vitesse commerciale de 64,36 km à l'heure (40 milles). La figure 4 indique que le trajet considéré, avec arrêt tous les 6,4 km, peut être effectué avec une vitesse maxima de 77,2 km; l'énergie consommée sera de 82 watts-heures par tonne-mille (= 1.6 tonne-kilomètre)

et la puissance motrice comprendra quatre moteurs de 110 chevaux actionnant une voiture seule et comportant une élévation de température de 60°6 (fig. 8)

L'énergie consommée sur la voiture sera donc de 131 kilowatts, ou 144 kilowatts aux barres du tableau de la sous-station, en admettant une chute de tension de 10 p. 100 dans le troisième rail. Avec une tension de 600 volts au tableau, c'est donc 240 ampères qu'absorbera chaque voiture.

On suppose la ligne à double voie, avec rails de 126 kgs et un troisième rail de 150 kgs ; la distance des sous-stations est d'environ 21 km, et la chute de tension de 170 volts, quand deux voitures sont en marche au milieu de deux stations, l'une d'elles étant dans la période d'accélération ; chaque sous-station doit pouvoir faire démarrer une voiture, une autre étant en pleine vitesse ; elle doit donc fournir 850 ampères momentanément et normalement 500 ampères, ou 510 et 300 kilowatts respectivement à 600 volts. La sous-station comprendra donc au moins une et mieux deux commutatrices de 300 kilowatts.

Avec des départs toutes les demi-heures, les voitures se suivront à 32 km, et tous les 32 km il faudra demander à la station génératrice 340 kilowatts, en admettant un rendement de 85 p. 100 dans la transmission et la sous-station, en admettant un prix de 500 fr. par kilowatts pour la station génératrice, de 175 fr pour la sous-station, de 45 000 fr pour une voiture complète de 40 tonnes avec 4 moteurs de 110 chevaux les dépenses de premier établissement sont approximativement par mille (1609 m), pour un service par voitures isolées :

Station centrale.	8 500 fr
Sous-stations avec réserve	8 050 »
Voitures (plus 20 p. 100 de réserve)	5 600 »
Total.	22 150 fr

ou bien 13 800 fr par kilomètre, en supposant une vitesse commerciale de 65 km à l'heure et des arrêts de 15 secondes tous les 6,5 km. Avec des trains de 2 voitures, partant toutes les heures avec la même vitesse commerciale et la même superstructure, on arrive, par le même raisonnement, aux résultats suivants pour la dépense par mille (1609 m.)

Station centrale.	6 600 fr
Sous-stations avec réserve. . . .	15 400 »
Voitures	5 600 »
Total, ...	27 600 fr

ou bien 17 200 fr par kilomètre ; mais, dans ce second cas, la consommation d'énergie sera de 8,25 kilowatts par kilomètre, tandis qu'elle est de 10,6 kilowatts par kilomètre dans le cas des voitures isolées. La différence est de 2,35 kilowatts par kilomètre, soit pour un service de 12 heures par jour, et à raison de 0,035 le kilowatt-heure, une différence annuelle de 363 fr, représentant 10 p. 100 d'un capital de 3630 fr. Il y aurait donc avantage à adopter le service à deux voitures marchant à une heure d'intervalle ce qui n'entraîne qu'une dépense du premier établissement supplémentaire de 3400 fr, à condition, toutefois, que les recettes soient les mêmes avec des départs toutes les heures, ce que l'expérience seule pourra démontrer. Avec la marche avec deux voitures, il est possible de réduire la capacité des moteurs de 110 à 95 chevaux par moteur, mais comme il est probable que à certaines heures du jour, on sera amené à marcher avec une voiture seule, il est plus prudent d'admettre la même capacité motrice dans les deux cas. Les sous-stations étant plus rapprochées dans le système à deux voitures auront à fournir une énergie supérieure à celle qu'exige le système des voitures isolées ; c'est là, sans doute, ce qui compensera la réduction des dépenses premières dans le premier cas.

Ces exemples montrent l'application que l'on peut faire des courbes données plus haut ; par suite des hypothèses qui entrent dans leur établissement, ces courbes ne sont pas d'une rigoureuse exactitude mais suffisent pour une première approximation.

Il n'est pas d'ailleurs nécessaire que les courbes de résistance A, B, C, représentent les résultats correspondant à chaque cas. Si, pour une vitesse maxima donnée, on connaît la capacité des moteurs et l'énergie consommée pour trois valeurs de la résistance du train, une interpolation très simple donnera la capacité et l'énergie correspondant à la valeur de la résistance dans le cas particulier considéré.

P.L.C.

Le Gérant : CH. COINTE.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ERIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. POTIER, Professeur à l'École des Mines, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

DIAGRAMME GÉNÉRAL DES COURANTS ALTERNATIFS

Nous nous proposons d'étudier dans cet article le diagramme exact et général des courants alternatifs d'une manière connexe pour les alternateurs, les moteurs synchrones, les commutatrices (Einankerumformer), les dynamos à double courant, les moteurs et générateurs asynchrones ainsi que pour les régulateurs de tension.

Nous supposerons que toutes les tensions, courants, résistances, etc., se rapportent à une seule phase, tandis que les champs et les ampères-tours seront considérés comme des grandeurs correspondant aux flux tournants résultants.

Nous admettrons pour les champs et les ampères-tours, que nous désignerons dans la suite par AT pour abrégier le langage, une loi *sinusoïdale*, attendu qu'une loi rectangulaire ou trapézoïdale est aussi loin de la vérité qu'une loi sinusoïdale; il est d'ailleurs inutile de déterminer la forme exacte de ces quantités.

Les forces électromotrices seront calculées en tenant compte des dimensions transversales des bobines. Disons, en outre, que les forces électromotrices et les flux correspondants, seront figurés par des vecteurs d'égale longueur.

a. Les figures 1 et 2 représentent le *diagramme des génératrices*. La courbe I (fig. 1) indique la dépendance entre le flux dans l'induit et dans l'entrefer et les AT nécessaires (pour l'induit et l'entrefer); la courbe II (fig. 1) montre la relation entre le flux (dans le pôle et la culasse) et les AT correspondants. La courbe III représente le flux de dispersion K_s entre les pôles, appartenant à un certain nombre de AT pour l'induit et l'entrefer.

Dans la figure 2, $\mathfrak{I}$ désigne le courant du réseau; E la force électromotrice; $E_w = \mathfrak{I} w_a$ la chute totale de tension par phase dans la génératrice; E_k la tension aux bornes; $\varphi = \widehat{E_k}$ la

différence de phase du réseau ; K_a le flux dans l'induit ; K' , le flux de dispersion dans l'induit (K' est parallèle à δ) ; K_l le flux dans l'entrefer ; AT_a les ampères-tours résultants dans l'induit par pôle, dans la direction de δ ; AT_l les ampères-tours pour les induits en anneau et induits dentés, de même que pour l'entrefer de la courbe I pour un flux K_l . La résultante

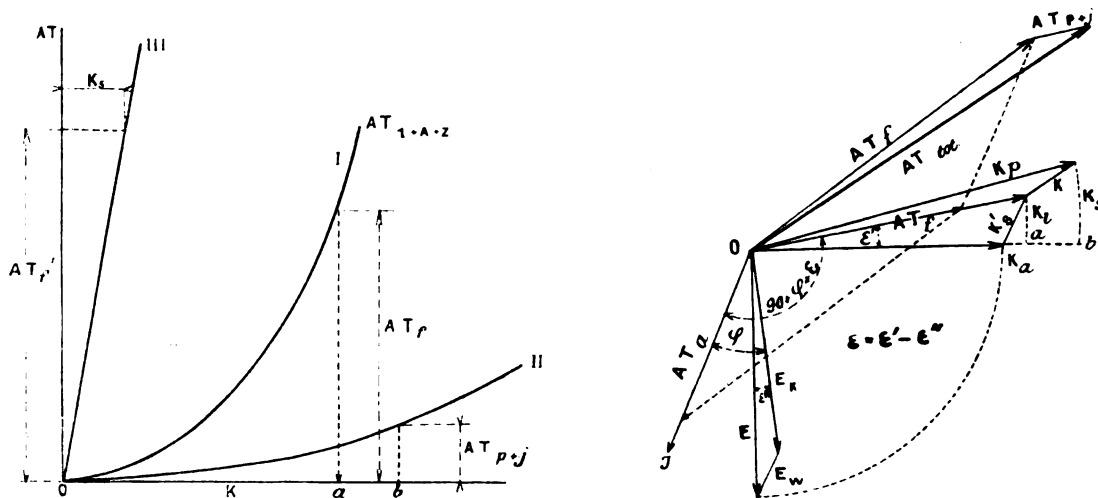


Fig. 1 et 2.

de AT_a et AT_l est AT' ; K_s est le flux de dispersion entre les pôles (d'après la courbe III fig. 1) pour les ampères-tours AT' (K_s est parallèle à AT') ; la résultante de K_s et K_l donne K_p : le flux dans le pôle et la culasse (dans la courbe II (fig. 1) les AT_{p+j} nécessaires sont parallèles à K_p). La résultante de AT_p et AT_{p+j} est AT_{tot} qui sont à établir sur chaque pôle inducteur.

Lorsque les AT pour les induits en anneau et les induits dentés sont considérables, on

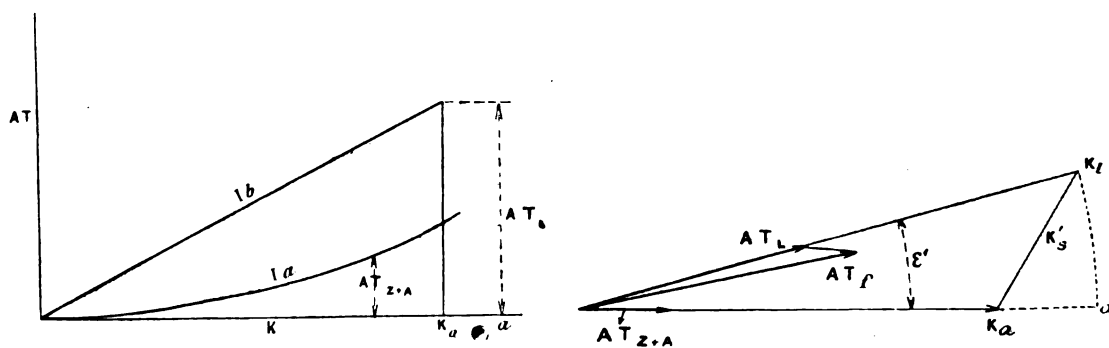


Fig. 1 a et 2 a.

déduit AT_l des figures 1 a et 2 a en procédant pour le reste comme auparavant. Dans la figure 2 a les AT_{z+A} pour induits dentés et induits en anneau, ont été représentés séparément et dans la direction de K_a de même que les AT_L pour l'entrefer, dans la direction K_l . Ces deux vecteurs se composent en donnant AT_p . AT_{z+A} est déduit en K_a (fig. 1 a, courbe 1 a) et AT_L en K_l (courbe 1 b).

Si le générateur est compensé au moyen d'une machine d'excitation spéciale (General Electric Co, Danielson), ou au moyen d'un commutateur (Heyland), les exigences théo-

riques sont alors les suivantes : On fait en sorte que moyennant un dispositif abaissant la tension du réseau (par exemple, au moyen d'un transformateur de tension) les $AT_i = \infty AT_i + AT_{\mu i}$ pour la marche à vide soient contrebalancés. Au moyen d'un second dispositif influencé par l'intensité et la phase du courant (transformateur d'intensité, par exemple), on produit des ampères-tours compensateurs $AT_c = \infty - AT_a$ (fig. 3) qui se composent, pour chaque charge, avec les AT_i déduits des AT_{tot} du diagramme (fig. 2). Ces conditions théoriques ne sont qu'approchées pour tous les dispositifs connus et ne peuvent être satisfaites que d'une manière assez compliquée, de sorte qu'on ne peut recommander des machines compensées que tout au plus pour des alternateurs fonctionnant seuls et pour des petits établissements avec des changements de charge très considérables par rapport à la puissance totale.

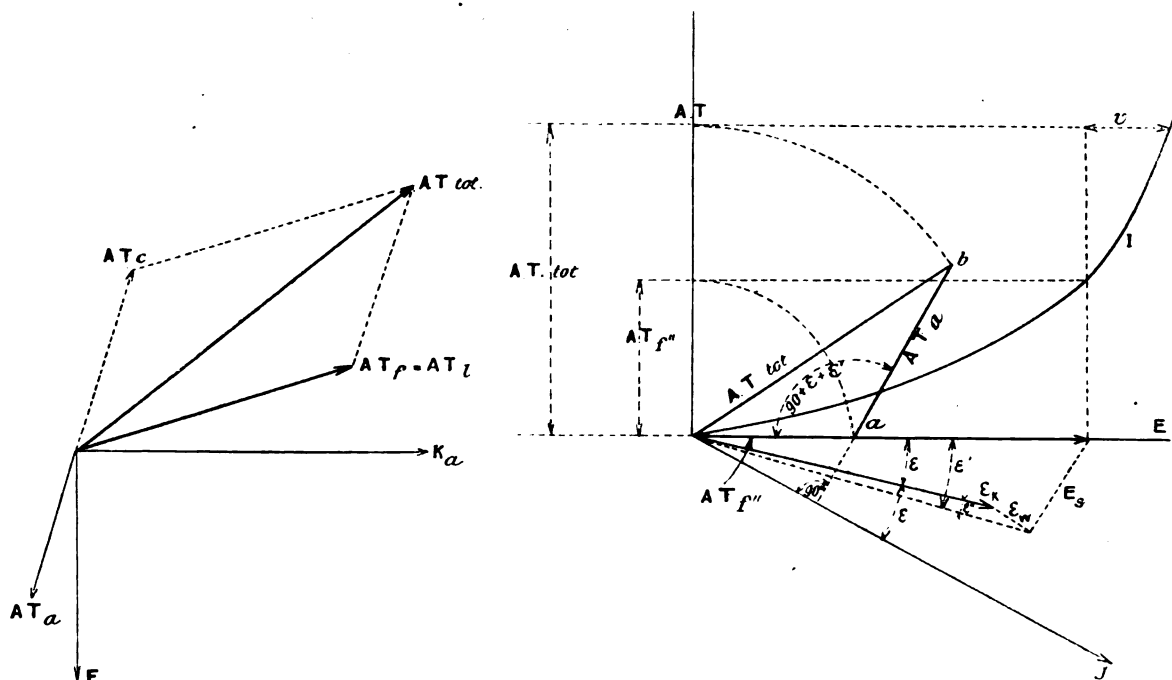


Fig. 3 et 4.

On peut déduire de la figure 2 un diagramme approché (fig. 4) qui est plus commode dans la pratique. On établit d'abord les tensions de dispersion de l'induit E , correspondant à K' , et on poursuit ensuite le calcul seulement avec les tensions et les AT et non plus avec les flux. La force électromotrice E correspondant à la tension aux bornes E_k est la résultante de E , E_w (parallèle à δ), et E_s (perpendiculaire à δ). La caractéristique I (fig. 1) donne le rapport entre la force électromotrice E et les AT totaux nécessaires pour chaque pôle, y compris la dispersion de l'inducteur. AT et AT_a se composent sous l'angle $90 + \varphi + \epsilon$ pour donner les AT_{tot} ; ϵ est l'angle que font E et E_k .

Les éléments nécessaires pour l'utilisation des diagrammes sont :

$$E = cn\pi K_a 10^{-8} \text{ (pour la figure 2)}$$

$$E = cn\pi K_l 10^{-8} \text{ (pour la figure 4)}$$

où n est le nombre de périodes et π le nombre de conducteurs par phase et c une constante dont les valeurs sont :

VALEURS DE C .

PAR POLE et par phase.	3 PHASES	2 PHASES	3 PHASES	2 PHASES	1 PHASE	3 PHASES
1	2,25	2,22	—	—	—	—
2	2,15	2,05	—	—	—	—
∞	2,13	2,00	1,85	2,00	1,41	2,13

$$AT_a = 0,57 p' \frac{I_z}{4p} C' \frac{\sin \left(\frac{p}{\tau} \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{p}{\tau}}$$

ou : p' = nombre de phases ; z = nombre de conducteurs par phase ; $2p$ nombre de pôles ;
 C' = facteur dépendant de la largeur de la bobine de l'enroulement et ayant les valeurs :

VALEURS DE C' .

PERFORATION par pôle et phase	3 PHASES	2 PHASES	3 PHASES	2 PHASES	1 PHASE	3 PHASES
1	1	1	—	—	—	—
2	0,97	0,92	—	—	—	—
∞	0,95	0,90	0,83	0,90	0,64	0,95

Les rapports $\frac{\sin \frac{p}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{p}{\tau}}$ ont pour valeur :

$$\frac{p}{\tau} = \frac{\text{largeur du pôle}}{\text{pas polaire}}$$

$\frac{p}{\tau} =$	0,5	0,65	0,75	1,0
$\frac{\sin \frac{p}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{p}{\tau}} =$	1,43	1,31	1,22	1,00

$$K_s = 1,26 AT_f \frac{1}{W_m} \quad (4)$$

$\frac{1}{W_m} = \sum \frac{\text{section du flux de fuite}}{\text{longueur des lignes de flux de fuite}}$ entre pôles et pièces polaires.

En ce qui concerne les noyaux polaires il y a lieu de tenir compte, pour le calcul de K_s , qu'en moyenne c'est seulement $\frac{AT_f}{2}$ qui agit, tandis que pour les pièces polaires AT_f agit en entier.

(1) Le facteur $\frac{\sin \left(\frac{p}{\tau} \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{p}{\tau}}$ n'est applicable réellement que pour les AT de sens contraire $AT_a \sin \varphi$; pour les

AT transversaux..... dont la valeur est $AT_a \cos \varphi$, on devrait remplacer ce facteur par $\frac{1 - \cos \left(\frac{p}{\tau} \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{p}{\tau}}$. La valeur

de AT_a donnée plus haut est la valeur moyenne et non la valeur maxima de la réaction.

La chute ohmique est

$$E_{ic} = \lambda_w = \lambda \tau \frac{z l_m}{q} \quad 1,2 \quad (5)$$

où $\tau = 0,02$; l_m = longueur moyenne des côtés = $l_a + \tau + 2a$, où l_a = longueur totale du fer de l'induit, τ = pas polaire, $a = 1,0$ cm (basse tension) ou 2,0 cm (haute tension); q = section droite effective des conducteurs; le facteur 1,2 tient compte des connexions et des soudures. Pour des machines à induit mobile il y a encore lieu d'ajouter λw_k ou la chute ohmique au contact des bagues de frottement. Pour les balais en charbon et pour une surface de balais de F cm² on a :

$$\lambda_{wk} = \lambda \frac{0,2}{F}$$

La tension de dispersion E_s de l'induit a pour valeur

$$E_s = 2\pi n L \lambda = 2,22 \, n z K' \cdot 10^{-8} \quad (6)$$

L étant le coefficient de self-induction par phase :

$$L = \frac{z^2}{4pq} \Lambda \cdot (1 + c_s + c_p) \cdot 10^{-8} \quad (7)$$

Dans cette formule q est le nombre de perforations par pôle et par phase; $\Lambda = 1,26$ fois la conductibilité magnétique par paire de perforations appartenant à une seule bobine. c_p est le rapport de l'induction mutuelle de toutes les perforations voisines d'une seule phase à la self-induction et c_p exprime le même rapport pour les autres phases. c_s tient compte du flux de dispersion de toutes les perforations voisines d'une même phase qui rencontre la perforation considérée, pendant que c_p se réfère au flux de dispersion émanant des perforations des autres phases.

Entre L et K' , il existe la relation

$$K' = \frac{L z \sqrt{2}}{z} \cdot 2,10^8 \quad (8)$$

donc

$$K' = \frac{z z \sqrt{2}}{2pq} \Lambda \cdot (1 + c_s + c_p) \quad (9)$$

avec

$$\Lambda = [l_i \lambda_i + \lambda_i] (1 + c_s + c_p) + \lambda_p + l_f \lambda_s (1 + c'_s + c'_p) \quad (10)$$

ou λ_i est la perméance des perforations par centimètre de longueur de l'induit l_i (effectif); λ_i = perméance des perforations fermées δ' (fig. 5); λ_p = perméance du circuit de dispersion de pôle à pôle à partir de la surface de l'induit (fig. 6); λ_s = perméance des circuits magnétiques se fermant autour des parties extérieures des bobines; l_f = longueur libre des parties extérieures des bobines = $2(\tau + 2a + l_k + l_i)$; τ = pas polaire $a = 1$ ou 2 cm; l_k = largeur de tous les canaux de ventilation; l_i = épaisseur totale de l'isolant des tôles de l'induit. D'après la figure 7 on a

$$\lambda_i = 0,8 \frac{h_1}{b_1} + 2,5 \left(\frac{h_2}{b_2} + \frac{h_3}{b_3} \right) + 3 \frac{b_4}{1,6 b_1 + 2 b_3} + 0,6 \frac{b_5}{\delta} \frac{1}{\tau} \quad (11)$$

Les deux premiers termes se rapportent à la perméance de la perforation le long de la

largeur de l'induit, le troisième terme correspond aux flux de fuite dans la perforation, et le dernier terme, qui n'a de raison d'être que dans le cas de pôles lamellés, représente

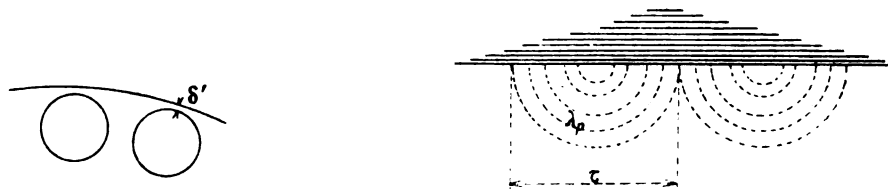


Fig. 5 et 6.

la perméance des circuits de fuite λ_k (fig. 8) qui se ferment par la pièce polaire.

De plus, on a ⁽¹⁾ (fig. 5)

$$\lambda_l = 2,8 \frac{\mathfrak{B}_x l_e \delta'}{z \lambda} p q \quad (12)$$

où $\mathfrak{B}_x$ est l'induction dans l'isthme des perforations fermées (= 20 000 à 30 000 unités) et δ' l'épaisseur de l'isthme. En outre ⁽²⁾

$$\lambda_p = 0,1 p' h_t q \quad (13)$$

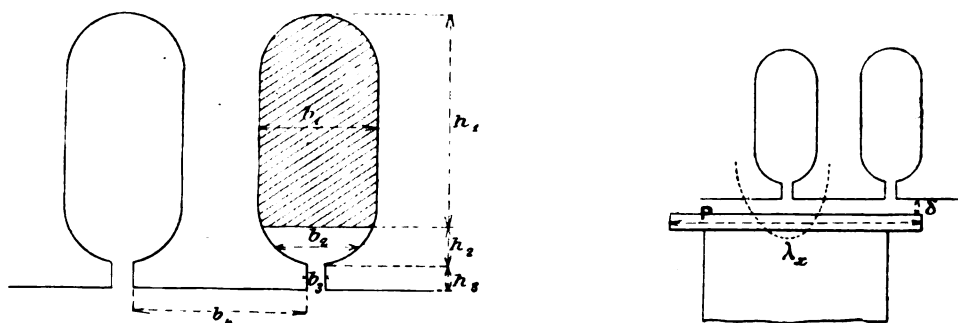


Fig. 7 et 8.

où h_t est la hauteur totale des perforations, p' le nombre des phases, et q le nombre de perforations par pôle et par phase. Finalement

$$\lambda_s = 0,4 \left(\log \frac{l_t}{s} - 0,1 \right) \quad (14)$$

où s est la diagonale de la section droite des parties extérieures des bobines.

Nous admettrons que 40 p. 100 des lignes de force d'une perforation voisine appartenant à une même phase, coupent encore la perforation considérée, que 20 p. 100 pénètre dans la suivante, et enfin que l'on néglige le reste, alors que pour les deux autres phases l'on ne considérera que la moitié ($\cos 60^\circ$) des lignes de force, en prenant pour des conducteurs distants de $\pm 60^\circ$, des valeurs positives et, pour des conducteurs distants de $\pm 120^\circ$,

⁽¹⁾ Il suit de là que la tension de dispersion correspondante est

$$E_{sl} = 4,44 z_n \mathfrak{B}_x l_e \delta' 10^{-8}$$

⁽²⁾ Il résulte de là que la tension de dispersion est

$$E_{sp} = n z A T_a h_t 10^{-8}$$

des valeurs négatives. Dans le cas de deux phases ($\cos 90^\circ = 0$) on a $c_p = 0$. Pour les parties externes des bobines l'on pose généralement $c'_p = 0$. Pour 3 phases l'on a le tableau suivant :

	$q =$	1	2	3	4	∞
$1 + c_g + c_p =$		1,2	1,8	1,9	2,0	2,1
$(1 + c'_g + c'_p =$		1,0	1,8	2,3	2,7	3,8
$(1 + c'_g + c'_p =$		$\approx q$ pour assemblages de tête bien disposés				

généralement $1 + c'_g + c'_p$ est compris entre les deux valeurs indiquées ⁽¹⁾.

Pour E , l'on peut encore poser,

$$E_s = 1,6 \frac{z^2 n \delta}{p q} [(l_e \lambda_e + \lambda_l (1 + c_g + c_p) + \lambda_p + l_f \lambda_s (1 + c'_g + c'_p))] + 10^{-8}$$

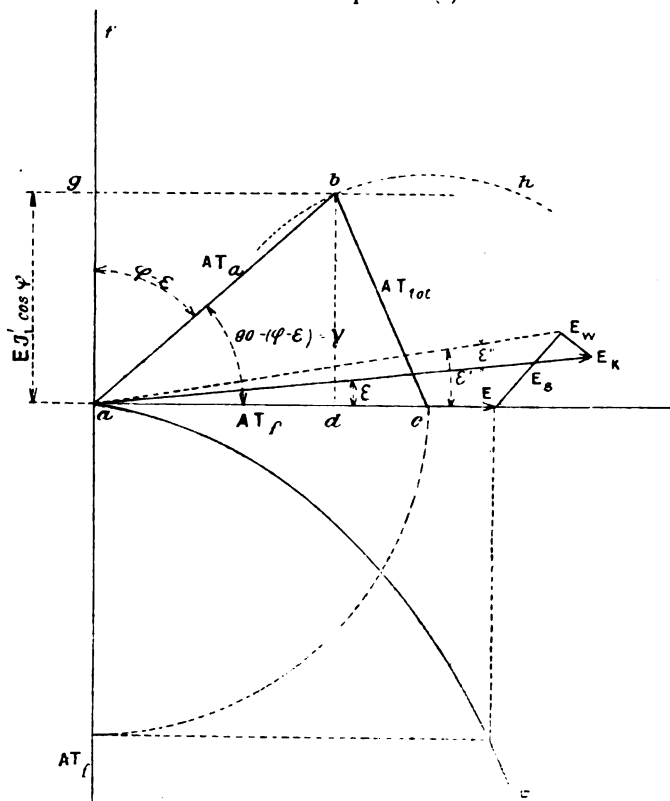
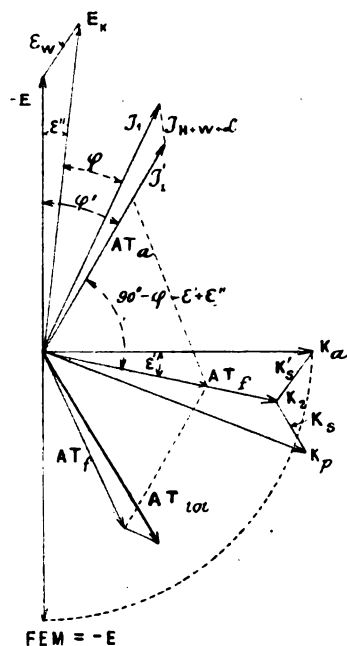


Fig. 9 et 10.

L'hystérésis et les courants de Foucault n'entrent pas en ligne de compte dans le diagramme ; ils sont déterminés directement et mécaniquement.

b. Le diagramme précis pour les moteurs synchrones est représenté par la figure 9 et le diagramme approché par la figure 10 ($E_w \perp AT_a$; $E_s \parallel AT_a$). Les lettres désignent les mêmes quantités qu'auparavant avec les modifications suivantes : E représente maintenant la force contre-électromotrice et est $< E_k$; l'angle de AT_a avec AT_f est $90 - (\varphi - \varepsilon) = 90 - (\varphi - \varepsilon'' + \varepsilon')$ au lieu de $90 + \varphi + \varepsilon$. On tiendra, de plus, compte des pertes dans le fer et par frottement dans les coussinets en ce sens que le courant primitif λ_1 sera maintenant la somme de λ'_1 et d'un courant

$$\lambda_H + w + z = \frac{\text{Hystérésis} + \text{cour. de Foucault} + \text{frott. sur l'arbre}}{p E_k}$$

(qui est parallèle à E_k).

⁽¹⁾ Pour 2 phases et dans le même ordre, on a :

$1 + c_g + c_p =$	1,0	1,4	1,5	1,6	1,7
-------------------	-----	-----	-----	-----	-----

$\mathfrak{A}_1 E_k \cos \varphi$ désigne la puissance fournie par phase et $E \mathfrak{A}'_1 \cos \varphi$, la *puissance à utiliser* par phase sans tenir compte de l'excitation qu'on peut combiner avec la *puissance à utiliser*.

On connaît en général pour un moteur synchrone la tension aux bornes E_k et par là même, sa valeur approchée E ; de plus, de la caractéristique d'excitation à vide l'on déduit la valeur de AT_r , qui, déjà dans la figure 10, a été construite en tenant compte de AT_{p+j} et de la dispersion; on donne enfin, plus ou moins exactement, la puissance nécessaire $E_k \mathfrak{A}_1 \cos \varphi$ correspondante ($E \mathfrak{A}'_1 \cos \varphi'$). On déduit de cette valeur de la puissance la valeur de $\mathfrak{A}' \cos \varphi$, et par cela même $AT_a \cos \varphi$, c'est-à-dire la hauteur du triangle abc , car $AT_a = C \mathfrak{A}'_1$ ou

$$C = 0,57 p' \frac{\tau}{4p} c' \frac{\sin \frac{P}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{P}{\tau}}.$$

Il est vrai que, rigoureusement, l'on a

$$bd = AT_a \cos (\varphi - \varepsilon);$$

mais ε est relativement petit et peut être déduit aussi facilement de E_k , E_s ou E_w (fig. 10).

Le point b se meut, pour une puissance constante et une excitation du champ variable AT_{tot} , sur une parallèle bg à l'axe des abscisses ce qui fait que l'angle φ varie avec AT_{tot} ; c'est-à-dire avec le courant d'excitation.

Si l'angle a du triangle abc est aigu (sous-excitation) c'est la tension qui l'emporte, si a est obtus c'est le courant qui l'emporte, d'où l'on peut déduire V .

Veut-on procéder exactement, l'on déduit alors la variation de E , pour un courant variable, par soustraction des valeurs E_s et E_w , qui sont proportionnelles à $\mathfrak{A}$, de la valeur constante E_k . Lorsque l'on maintient l'excitation AT_{tot} constante, et que c'est la puissance qui varie, b se meut alors sur un cercle ayant son centre en c et un rayon bc .

En ce qui concerne l'influence des harmoniques supérieures sur les tensions E et E_k , cette influence n'entre pas en ligne de compte dans ces diagrammes.

F. NIETHAMMER.

NOTES SUR LES DIAGRAMMES DES MOTEURS ASYNCHRONES

A propos des deux exemples de diagrammes de moteurs asynchrones, donnés pages 290 et 291 dans l'article sur les diagrammes des moteurs asynchrones du 21 mai 1904, nous ajouterons quelques chiffres d'expériences.

Le premier exemple (fig. 7) se rapporte à un moteur triphasé du système Boucherot, construit par la maison Breguet. Ce moteur du type BT XXII, produit normalement de 100 à 130 chevaux à la vitesse de 735 tours-minute, avec une tension aux bornes de 195 volts et une fréquence de 50 périodes. Les essais effectués ont donné les chiffres suivants :

$I_b = 96 \text{ A}$	$\cos \varphi_c = 0,116$	$W_r = 3\,750 \text{ watts}$
$W_l = 2\,700 \text{ watts}$	$\cos \varphi_p = 0,085$	$I_{cc} = 1\,600$
$W_{cc} = 127\,000 \text{ watts}$	$\cos \varphi_{cc} = 0,0235$	$r_1 = 0,021 \text{ } \omega$

La résistance par phase était, à chaud, de $0\omega,021$. Le courant ayant été mesuré avant le triangle, c'est $\frac{0,021}{\sqrt{2}} = 0,0121$ que nous prendrons pour la résistance à introduire dans

La résistance par phase, à chaud, étant de 33 ohms et les intensités ayant été mesurées par phases, on trouve :

$$PP' = \frac{1.40}{115.5} \times 33 = 0,4 \text{ unités de l'échelle des courants.}$$

Dans le texte de ce même article des lettres semblables ont été employées pour désigner, d'une part, des coefficients d'Hopkinson et d'autre part, des angles marquant les diphasages dus à l'hystérésis.

Les coefficients d'Hopkinson e_1 et e_2 n'ont rien de commun avec les angles v_1 et v_2 .

Louis BRÉGUET.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

RADIO-ACTIVITÉ

La transformation chimique qui engendre la radioactivité ⁽¹⁾. MM. Rutherford et Soddy.

1. *Les produits de la transformation radioactive et leur nature matérielle spécifique.* — On a établi dans des mémoires précédents que la radioactivité des éléments radium, thorium et uranium est entretenue par la production continue de nouvelles espèces de matière qui possèdent une activité temporaire. Dans quelques cas, le nouveau produit se distingue de l'élément qui lui donne naissance par des propriétés chimiques bien définies et il peut en être séparé par des procédés chimiques. On en trouve des exemples dans l'extraction du thorium X du thorium et de l'uranium X de l'uranium. Dans d'autres cas les nouveaux produits sont de nature gazeuse et se séparent d'eux-mêmes par simple diffusion, en donnant naissance aux émanations radioactives qui sont produites par les composés du thorium et du radium. Ces émanations peuvent être condensées par le froid et volatilisées à nouveau ; bien qu'elles ne paraissent pas posséder d'affinités chimiques positives, elles sont fréquemment occluses par les substances qui les produisent, prises sous l'état solide et mises en liberté par la

dissolution ; elles se diffusent rapidement dans l'atmosphère et à travers les cloisons poreuses et, en général, se comportent comme des gaz inertes de poids atomique élevé. Dans d'autres cas enfin, la nouvelle matière elle-même n'est pas volatile, mais elle est engendrée par une nouvelle transformation de l'émanation gazeuse ; de sorte que celle-ci joue le rôle d'un intermédiaire dans le processus de la séparation de l'élément final et de l'élément radioactif. Tel est le cas pour les deux espèces différentes de radioactivité excitée produite sur les objets placés au voisinage de composés de thorium ou de radium, lesquelles à leur tour possèdent des propriétés bien définies et caractéristiques d'une matière. Par exemple, la radioactivité excitée par le thorium est volatilisée à une haute température bien définie, elle se redépote dans le voisinage ; elle est soluble dans certains réactifs et insoluble dans d'autres.

Ces différents corps nouveaux diffèrent toutefois de la matière ordinaire sur un seul point, à savoir que leur quantité est bien inférieure à la limite qui peut être atteinte par les méthodes ordinaires de l'analyse chimique ou spectroscopique. Mais, pour montrer que cette circonstance n'est pas un argument à opposer à leur existence matérielle spécifique, il suffit de rappeler qu'il en est ainsi du radium lui-même, tel qu'il se présente dans la nature. Aucun essai chimique ni spectroscopique n'est suffisamment délicat pour déceler le radium dans la pitchblende et ce n'est qu'après des concentrations répétées qu'on peut commencer à observer son spectre.

⁽¹⁾ Telle est la traduction qui nous a paru la plus claire du titre du mémoire : *Radioactive Change*, paru dans le *Philosophical Magazine* (VI^e série, t. V, p. 576, 1903). Nous avons cru devoir donner une traduction *in extenso* de cet important travail, parce que les idées théoriques qu'il développe ont reçu, depuis qu'il est publié, d'importantes confirmations et qu'elles s'imposeront certainement de plus en plus à l'attention des physiciens. (Note du Traducteur).

M^{me} Curie et Giesel ont réussi à obtenir des quantités très notables de composés de radium purs en traitant plusieurs tonnes de pitchblende et les résultats tendent à prouver que le radium est en réalité un des éléments chimiques les mieux définis et les plus caractéristiques. De même les différents corps nouveaux dont l'existence a été découverte, grâce à leur radioactivité, rentreraient, sans aucun doute, dans le domaine des anciennes méthodes d'investigation s'il était possible d'accroître indéfiniment la quantité de matière utilisée.

2. *Simultanéité de la transformation et du rayonnement.* — Dans le présent mémoire, il reste à considérer la nature des transformations qui donnent naissance à ces corps nouveaux. La démonstration expérimentale qu'on a poursuivie est maintenant assez complète pour permettre d'établir une théorie générale de la nature du processus, présentant un haut degré de certitude et de précision. On a bien vite reconnu, en expérimentant, qu'il existe, entre la radioactivité et les transformations qui l'entretiennent, une connexion plus intime que celle que traduit l'idée de la production d'une matière radioactive. On se rappellera que tous les cas de transformations radioactives qui ont été étudiées peuvent être résolus en la production d'une substance aux dépens d'une autre (nous faisons provisoirement abstraction des rayons expulsés). Quand plusieurs transformations se produisent ensemble, elles ne sont pas simultanées, mais successives. Ainsi le thorium produit le thorium X, le thorium X produit l'émanation du thorium, et cette émanation produit la radioactivité induite. Or on peut montrer que la radioactivité de chacune de ces substances est liée, non à la transformation à laquelle elle doit sa naissance, mais à la transformation dans laquelle elle-même produit à son tour le nouveau type qui la suit. C'est ainsi qu'après que le thorium X a été isolé du thorium qui le produit, les radiations de ce thorium X sont proportionnelles à la quantité d'émanation qu'il produit et que la radioactivité et la puissance d'émanation du thorium X décroissent suivant la même loi et avec la même vitesse. Au degré suivant, l'émanation se transforme pour produire l'activité excitée. L'activité de l'émanation se réduit de moitié en une minute et la quantité d'activité excitée qu'elle produit sur l'électrode

négative dans un champ électrique s'amortit dans le même rapport. Ces résultats sont complètement confirmés dans le cas du radium. L'activité de l'émanation du radium se réduit de moitié en quatre jours et il en est de même de sa facilité de produire la radioactivité excitée.

Ainsi il n'est pas possible de regarder la radioactivité comme une *conséquence* de transformations qui se sont antérieurement produites. Les rayons émis doivent *accompagner* la transformation du système rayonnant dans le système suivant auquel il donne naissance.

Activité non séparable. — Ce point de vue rend compte de l'existence d'une radioactivité constante, non séparable par les actions chimiques, dans chacun des trois radioéléments. Cette activité non séparable est constituée par les radiations qui accompagnent la transformation primaire du radioélément lui-même dans le premier produit nouveau qui prend naissance. C'est ainsi que, dans le thorium, 25 p. 100 environ de rayons α accompagnent la première transformation du thorium en thorium X. Dans l'uranium, la totalité des rayons α n'est pas séparable et accompagne la transformation de l'uranium en uranium X.

Plusieurs conséquences importantes découlent de cette conclusion que les radiations accompagnent la transformation. Un corps qui est radioactif doit être *ipso facto* en train de se transformer et, par suite, il est impossible qu'aucun des nouveaux types de matière radioactive — par exemple uranium X, thorium X, les deux émanations, etc. — puisse être identique à un des éléments déjà connus. En effet, leur existence est de courte durée et le décroissement de leur radioactivité nous montre leur quantité en train de diminuer continuellement. D'autre part, puisque les produits ultimes des transformations ne peuvent pas être radioactifs, il doit toujours exister au moins un degré dans le processus qui soit au delà du domaine des méthodes expérimentales. Pour cette raison les produits ultimes qui résultent des modifications restent inconnus, les quantités mises en jeu étant trop faibles pour être décelées autrement que par l'étude de la radioactivité. Dans les minéraux naturels qui contiennent les radioéléments, ces modifications ont dû se produire d'une façon continue pendant de longues périodes et, à moins qu'ils ne parviennent à se déga-

ger, les produits ultimes doivent s'être accumulés en quantités suffisantes pour qu'on puisse les reconnaître et alors ils apparaîtraient dans la nature comme les compagnons inséparables des radioéléments. Nous avons déjà indiqué comment, pour cette raison et pour d'autres, il est possible que l'hélium soit un de ces produits ultimes. Naturellement, cette hypothèse est encore purement spéculative ⁽¹⁾, une étude plus complète des minéraux radioactifs jetterait sans doute une lumière nouvelle sur cette importante question.

3. *La nature matérielle des radiations.* — L'idée que le rayon ou les rayons provenant d'un système quelconque prennent naissance au moment où le système se transforme a reçu une importante confirmation de la découverte de la propriété que présentent les rayons α d'être déviés par un champ électrique et un champ magnétique. La déviation est de signe contraire à celle des rayons β ou rayons cathodiques; ces rayons consistent donc en particules chargées positivement projetées avec une grande vitesse (Rutherford, *Phil. Mag.*, février 1903). On trouve que cette vitesse est de l'ordre de $2,5 \cdot 10^9$ cm par seconde. La valeur de $\frac{e}{m}$, rapport de la charge du support à sa masse, est de l'ordre de $6 \cdot 10^3$. D'autre part la valeur de $\frac{e}{m}$ pour les rayons cathodiques est d'environ 10^7 . En admettant que la valeur de la charge soit la même dans les deux cas, la masse apparente de la particule positive projetée est plus de 1000 fois celle des rayons cathodiques. Or $\frac{e}{m} = 10^4$ pour l'atome d'hydrogène dans l'électrolyse de l'eau. Les particules qui constituent les rayons α se comportent donc comme si leur masse était du même ordre que celle de l'atome d'hydrogène. Les rayons α de tous les radioéléments et des corps radioactifs variés qu'ils produisent possèdent des propriétés analogues et ne diffèrent que très peu en pouvoir pénétrant. Il y a donc de fortes raisons de croire que les rayons α sont dans tous les cas des particules projetées et que la masse de la particule est du même ordre que celle de l'atome d'hydrogène et très grande par rapport à la masse des particules qui

constituent les rayons β facilement déviables provenant du même élément.

En ce qui concerne le rôle joué dans la radioactivité par les deux types de radiations, il est hors de doute que les rayons α sont de beaucoup les plus importants. Dans tous les cas ils représentent plus de 99 p. 100 de l'énergie rayonnée ⁽¹⁾ et, bien que les rayons β , à cause de leur pouvoir de pénétration et de leur action photographique marquée, aient été étudiés plus souvent, ils ont une importance relativement beaucoup moindre.

On a établi que l'activité non séparable des trois éléments radioactifs, l'activité des deux émanations et le premier stage de l'activité excitée du radium ne contiennent que des rayons α . Ce n'est qu'au moment où les processus, autant qu'on peut en suivre la marche expérimentalement, approchent de l'achèvement, que les rayons β ou rayons cathodiques font leur apparition.

Devant cette preuve, il y a toutes raisons de supposer, non seulement que la modification est accompagnée de l'expulsion d'une particule chargée, mais encore que cette expulsion constitue réellement la modification elle-même.

4. *La loi des transformations radioactives.* — L'hypothèse que le rayonnement émis par une substance radioactive accompagne les transformations donne un sens physique très défini à la loi du décroissement de la radioactivité. Dans tous les cas où l'on a séparé un des produits radioactifs et étudié sa radioactivité, indépendamment de la substance active qui lui donne naissance ou qu'il engendre à son tour, on a trouvé que l'activité, dans toutes les conditions étudiées, décroît suivant une fonction exponentielle du temps. Ceci s'exprime par l'équation

$$\frac{I_t}{I_0} = e^{-\lambda t},$$

où I_0 est le courant initial d'ionisation dû aux radiations, I_t le courant au bout du temps t et λ une constante. Chaque rayon ou chaque particule projetée produira en général un nombre

⁽¹⁾ On sait comment l'expérience a vérifié ces prévisions. (*N. d. T.*).

⁽¹⁾ Dans le mémoire où ce résultat est établi (*Phil. Mag.* Sept. 1902, p. 329) il s'est glissé une faute de calcul facile à reconnaître. Le nombre doit être lu 100 au lieu de 1000.

défini d'ions sur son trajet ; le courant d'ionisation est donc proportionnel au nombre de ces particules qui sont projetées en une seconde. Ainsi

$$\frac{n_t}{n_0} = e^{-\lambda t},$$

n_t étant le nombre projeté pendant l'unité de temps au temps t et n_0 le nombre initial.

Si chaque système en voie de transformation donne naissance à un rayon, le nombre de systèmes N_t qui subsistent sans modification au temps t est donné par

$$N_t = \int_t^\infty n_t dt = \frac{n_0}{\lambda} e^{-\lambda t}.$$

Le nombre N_0 présent à l'origine du temps s'obtient en faisant $t = 0$.

$$N_0 = \frac{n_0}{\lambda}$$

et

$$\frac{N_t}{N_0} = e^{-\lambda t}.$$

La même loi subsiste si chaque système en voie de transformation produit deux ou un nombre quelconque de rayons.

Différentions :

$$\frac{dN}{dt} = -\lambda N_t,$$

c'est-à-dire que la vitesse de transformation du système à un instant donné est toujours proportionnelle à la quantité qui reste inaltérée.

La loi de la transformation radioactive peut donc s'exprimer par une formule unique : La fraction de la substance radioactive qui subit la transformation pendant l'unité de temps est constante. Quand le total reste invariable (condition qui est approximativement satisfaite dans l'état d'équilibre où la vitesse de production est égale à la vitesse de transformation), la fraction de l'ensemble qui se transforme pendant l'unité de temps est représentée par la constante λ , qui possède, pour chaque type de matière active, une valeur fixe et très caractéristique.

Il convient donc de donner à λ le nom de « constante de radioactivité ». La complexité des phénomènes de la radioactivité est due à l'existence, en règle générale, de plusieurs types dif-

férents de matière qui se transforment simultanément les uns dans les autres, chaque type ayant une constante de radioactivité différente.

5. *La constance de la radioactivité.* — La loi des transformations radioactives qu'on vient d'établir s'applique à chacun des stades qui ont été examinés et vaut par suite pour le phénomène dans son ensemble. La constante de radioactivité λ a été déterminée dans des conditions très variées de température et sous l'influence des agents chimiques et physiques les plus puissants, sans qu'aucune modification fut observée dans sa valeur. La loi forme en fait l'expression mathématique d'un principe général auquel nous a conduits le résultat de l'ensemble de nos recherches. La radioactivité, d'après ce que nous savons aujourd'hui, doit être regardée comme le résultat d'un processus qui s'accomplit complètement en dehors de la sphère des forces connues sur lesquelles on peut agir ; elle ne peut être ni créée, ni altérée, ni détruite comme la gravitation, elle n'est proportionnelle qu'à la quantité de matière mise en jeu, et, en ce sens restreint, il est par conséquent légitime de parler du principe de la constance de la radioactivité. La radioactivité diffère évidemment de la gravitation en ce qu'elle est une propriété spéciale sans être nécessairement une propriété générale de la matière, que présentent certaines espèces à des degrés extrêmement différents. Dans les processus de la radioactivité, ces différentes espèces de matières se transforment les unes dans les autres et en matière inactive, en déterminant des transformations correspondantes dans la radioactivité. C'est ainsi que la chute de la radioactivité doit être attribuée à la disparition de la matière active et le retour de la radioactivité à sa production. Quand les deux processus se balancent (condition très approximativement satisfaite dans le cas des radioéléments en vase clos) l'activité reste constante. Mais ici la constance apparente n'est que l'expression de la lenteur avec laquelle le radioélément lui-même se transforme. En un temps suffisamment long sa radioactivité doit elle-même décroître, conformément à la loi des transformations radioactives, sans quoi il serait nécessaire de considérer les transformations radioactives comme impliquant une création de matière. Par suite, dans l'univers, la radioactivité

totale doit, d'après ce que nous savons aujourd'hui, être en voie de diminution et tendre à disparaître. Ainsi l'énergie libérée dans les processus radioactifs n'échappe pas à la loi de la conservation de l'énergie.

Ces vues n'impliquent pas que la radioactivité, considérée dans ses rapports avec la quantité de matière mise en jeu, se conserve dans toutes les conditions imaginables, ni qu'on ne finira pas par trouver le moyen d'agir sur les phénomènes qui lui donnent naissance. Le principe énoncé ne s'applique, bien entendu, qu'à l'état actuel de nos connaissances expérimentales, qu'il permet d'interpréter d'une façon satisfaisante.

La démonstration générale sur laquelle le principe est basé embrasse tout le champ de la radioactivité. Les expériences de Becquerel et Curie montrent que la radiation de l'uranium et celle du radium restent l'une et l'autre constantes pendant des temps très longs. M^{me} Curie a émis l'idée que la radioactivité était une propriété spécifique de l'élément en question et le succès avec lequel elle a séparé l'élément radium de la pitchblende a été un résultat direct de cette façon d'envisager les choses. La possibilité d'extraire d'un radioélément un constituant d'une activité intense, bien qu'elle soit à première vue contradictoire, n'a fourni, quand on y a regardé de plus près, qu'une confirmation de cette vue. Dans tous les cas, on n'enlève qu'une partie de la radioactivité et cette partie est par la suite recouverte spontanément par le radioélément. L'opinion originale de M^{me} Curie, que la radioactivité est une propriété spécifique de l'élément, doit être considérée comme hors de doute. Même si l'on arrivait finalement à trouver que l'uranium et le thorium sont des mélanges de ces éléments avec une petite proportion constante de radioéléments nouveaux possédant une activité d'intensité convenable, la façon générale d'envisager les choses n'en serait pas modifiée.

D'autre part, pendant tout le cours de nos investigations, nous n'avons pas observé un seul exemple de création de la radioactivité dans un élément non radioactif, ni sa destruction ou son altération dans un élément radioactif, et on n'a jusqu'ici enregistré aucun cas où cette création ou cette destruction puisse être considérée comme prouvée. On établira plus loin que les transformations radioactives ne peuvent être

que de la nature d'une désintégration atomique, ce qui conduit à prévoir le résultat précédent, vu l'impuissance de la chimie, révélée par toutes les expériences du monde, à transformer les éléments. Pour la même raison il n'y a pas à attendre que la vitesse des transformations radioactives soit affectée par les influences physiques ou chimiques connues. Enfin, le principe de la conservation de la radioactivité s'accorde avec les relations énergétiques des transformations radioactives. Ces relations seront étudiées plus complètement au § 7, où l'on montre que les transformations de l'énergie mise en jeu sont d'un ordre de grandeur beaucoup plus élevé que dans bien des transformations moléculaires.

Il est nécessaire de considérer brièvement une des exceptions apparentes à ce principe de la constance de la radioactivité. Tout d'abord, rappelons que les intensités d'émanation des différents composés du thorium et du radium diffèrent beaucoup l'une de l'autre et varient beaucoup avec l'état physique. Il a été établi récemment (*Phil. Mag.* April 1903, p. 453) que ces variations sont causées par des modifications dans la vitesse avec laquelle ces émanations s'échappent dans l'atmosphère ambiante. L'émanation est engendrée avec la même vitesse aussi bien dans les composés de thorium et de radium qui ont été privés de leur émanation que dans ceux qui émettent une émanation intense, mais dans les premiers elle s'accumule ou est occluse. En comparant la quantité émanée avec la quantité produite en une seconde par les mêmes composants dissous, on a trouvé le moyen de soumettre la question à une épreuve expérimentale très précise qui a établi complètement la loi de la conservation de la radioactivité dans ce cas. Une autre exception est la destruction apparente de l'activité excitée par le thorium et déposée sur un fil de platine qu'on chauffe au rouge blanc. Le cas a été examiné récemment dans ce laboratoire par Miss Gates et on a trouvé que l'activité excitée n'est pas détruite, mais qu'elle est volatilisée à une température définie et redéposée intégralement sur les surfaces voisines.

« Induction » radioactive. — Divers savants qui ont travaillé ce sujet ont expliqué les résultats qu'ils ont obtenus dans l'hypothèse d'une « induction » radioactive, d'après laquelle on a

attribué à une substance radioactive le pouvoir d'induire l'activité dans des corps non radioactifs par eux-mêmes qui lui sont mélangés et qu'on en approche. Cette théorie a été mise en avant par Becquerel pour expliquer le fait que certains précipités (notamment le sulfate de baryum) formés dans des solutions de sels radioactifs sont eux-mêmes radioactifs. Cette explication a été très utile, en permettant de rendre compte des cas nombreux où la radioactivité présente dans des éléments radioactifs, sans qu'il ait été nécessaire d'admettre dans chaque cas l'existence d'un radioélément nouveau, mais nos propres résultats ne nous permettent pas de l'admettre.

Dans la grande majorité des cas rappelés plus haut, les résultats semblent dus simplement au *mélange de matière radioactive avec l'élément inactif*. Dans quelques cas l'effet est dû à la présence d'une petite quantité du radioélément original, auquel cas la radioactivité « induite » est permanente. Dans d'autres cas, l'un des produits de désintégration, tels que l'uranium X ou le thorium X, a été entraîné par le précipité et produit son activité temporaire, ou, comme on l'a appelée quelquefois, « fausse ». Ni dans l'un, ni dans l'autre cas, le caractère original de la radiation n'est modifié. Il est probable qu'un nouvel examen de quelques-uns des effets qui ont été attribués à l'induction radioactive conduirait à la découverte de nouveaux produits de désintégration des radioéléments connus.

Autres résultats. — Reste à considérer un certain nombre de cas, où, en opérant sur de très grandes quantités de matière, on a extrait des minéraux des corps qui sont peut-être des radioéléments nouveaux, c'est-à-dire des substances qui possèdent une radioactivité qui paraît constante, avec des propriétés chimiques différentes de celles des trois radioéléments connus. Dans la plupart de ces cas, malheureusement, les caractères ayant réellement de la valeur, à savoir la nature des radiations et la présence ou l'absence d'émanations distinctives, n'ont pas été étudiés. Les propriétés chimiques sont moins utiles, car même si un nouvel élément était présent, il n'est nullement nécessaire qu'il soit en quantité suffisante pour être décelé par l'analyse chimique ou spectroscopique. Ainsi le radio-plomb décrit par Hoffmann et Strauss et par Giesel ne peut pas être regardé comme

un nouvel élément jusqu'à ce qu'on ait montré qu'il possède une activité permanente d'un caractère distinctif.

A ce point de vue la question de savoir si le polonium (radio-bismuth) est un nouvel élément est du plus haut intérêt. Le polonium découvert par M^{me} Curie n'est pas une substance radioactive permanente, son activité décroissant lentement avec le temps. Dans les idées émises ici, le polonium doit être regardé comme un produit de désintégration d'un des éléments présents dans la pitchblende. Toutefois, récemment Marckwald (*Ber. der D. Chem. Gesel.* 1902, p. 2285 et 4239), a obtenu, par l'électrolyse de solutions de pitchblende, une substance présentant une radioactivité intense, très analogue au polonium de Curie. Mais il spécifie que l'activité de sa préparation ne décroît pas avec le temps et ce point, s'il était confirmé, suffirait à établir qu'il ne s'occupe pas de la même substance que M^{me} Curie. D'autre part, les deux préparations donnent seulement des rayons α et en cela elles diffèrent complètement des autres radioéléments. Marckwald a réussi à séparer son produit du bismuth, montrant ainsi qu'il possède des propriétés chimiques différentes, et, dans son dernier mémoire, il établit que le produit exempt de bismuth ne peut être distingué chimiquement du tellure. Si la permanence de la radioactivité est établie, l'on doit conclure à l'existence d'un nouvel élément radioactif.

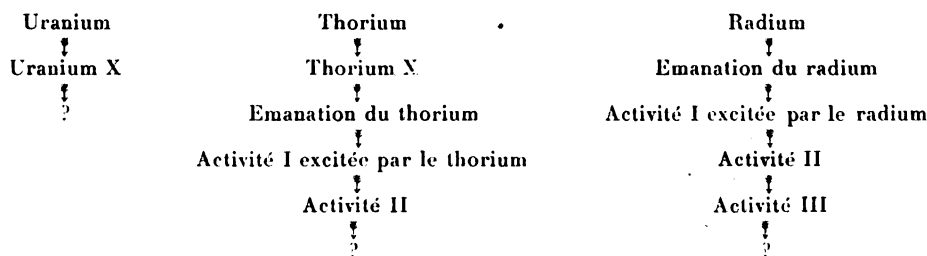
S'il existe des éléments plus lourds que l'uranium, il est probable qu'ils seront radioactifs. L'extrême sensibilité de la radioactivité en tant que réactif chimique permettrait de reconnaître ces éléments même s'ils n'existaient qu'en quantités infinitésimales. Il est donc à penser que le nombre des radioéléments est destiné à croître dans l'avenir et qu'il en existe, en petite quantité, beaucoup plus que les trois qu'on a découverts jusqu'ici. Dans la première phase de la recherche de ces éléments un examen purement chimique est sans grande utilité. Les vrais critères sont la permanence des radiations, leur caractère distinctif et l'existence ou l'absence d'émanations distinctives ou d'autres produits de désintégration.

6. *Les relations des transformations radioactives et des transformations chimiques.* — La loi des transformations radioactives, d'après laquelle la vitesse de transformation est propor-

tionnelle à la quantité de substance qui se transforme, est aussi la loi des réactions chimiques monomoléculaires. Les transformations radioactives doivent donc être de telle nature qu'elles ne comportent qu'un seul système, car, s'il y avait quelque chose de la nature d'une combinaison, où entreraient en jeu les actions mutuelles des deux systèmes, la vitesse de transformation dépendrait de la concentration et la loi comporterait un facteur de volume. Tel n'est pas le cas. La radioactivité étant une propriété spécifique de l'élément, le système qui se transforme doit être l'atome chimique et, puisqu'un seul système intervient dans la production d'un nouveau système et, en outre, de particules lourdes chargées d'électricité, c'est l'atome chimique, qui, dans les transformations radioactives doit subir une désintégration.

Les radioéléments sont, de tous les éléments, ceux dont le poids atomique est le plus élevé. C'est là en fait leur seul caractère chimique commun. La désintégration de l'atome et l'expulsion de lourdes particules électrisées dont la masse est voisine de celle de l'atome d'hydro-

gène laisse comme résidu un nouveau système plus léger qu'antérieurement et possédant des propriétés physiques et chimiques tout à fait différentes de celles de l'élément primitif. Le processus de désintégration, une fois en marche, va de phase en phase avec des vitesses mesurables définies dans chaque cas. A chaque phase, il y a projection d'une ou de plusieurs sortes de « rayons » α , jusqu'à ce que les dernières phases soient atteintes, où les « rayons » β ou électrons sont expulsés. Leur instabilité est leur caractéristique principale. D'un côté, elle empêche les masses de s'accumuler et, en conséquence, il n'est guère vraisemblable qu'elles puissent être étudiées par les méthodes ordinaires. D'autre part, l'instabilité et l'expulsion des rayons qui en est la conséquence fournit le moyen de les étudier. C'est pourquoi nous voudrions proposer l'introduction du terme *metabolon*. Ainsi dans le tableau ci-dessous on a rangé dans l'ordre les metabolons que l'on sait jusqu'ici résulter de la désintégration des trois éléments radioactifs.



Les trois points d'interrogation représentent les trois produits ultimes inconnus. Les atomes des éléments radioactifs eux-mêmes forment pour ainsi dire la base commune aux metabolons et aux atomes, dont ils possèdent à la fois les propriétés. C'est ainsi que, bien qu'ils soient en train de se désintégrer, la vitesse est si lente qu'il peut s'en accumuler une quantité suffisante pour être étudiée chimiquement. La vitesse de désintégration étant probablement un million de fois plus grande pour le radium que pour le thorium ou l'uranium, on s'explique la proportion excessivement minime sous laquelle le radium se trouve dans les minéraux naturels. En fait, tout porte à croire que le radium est lui-même un metabolon, en ce sens qu'il aurait été formé par la désintégration d'un des autres élé-

ments présents dans le minéral. Par exemple, une estimation de la durée de sa « vie » tend à montrer qu'elle ne peut guère dépasser quelques milliers d'années. Ce point est actuellement étudié expérimentalement par l'un de nous et on réserve à plus tard la discussion complète.

Rien ne prouve actuellement qu'un atome ou un metabolon seul produise plus d'une espèce nouvelle de metabolon dans chaque transformation et nous n'avons à présent aucun moyen de savoir, par exemple, si plusieurs metabolons de thorium X ou plusieurs espèces de particules projetées ou de « rayons » sont engendrés par chaque atome de thorium. La marche la plus simple, puisqu'elle ne comporte pas de risque d'erreur sérieuse, à condition qu'on s'entende bien sur la nature de la convention, est d'admet-

tre que chaque atome ou métabolon produit un seul nouveau métabolon ou atome et une seule espèce de « rayons ».

7. *L'énergie des transformations radioactives et l'énergie interne de l'atome chimique.* — La situation de l'atome chimique, en tant que degré bien défini dans l'échelle de la complexité de la matière, bien que ce ne soit pas le plus bas que permette de reconnaître l'étude expérimentale, ressort de la façon la plus claire, d'une comparaison des relations énergétiques respectives des transformations radioactives et chimiques. Il est possible de calculer l'ordre de grandeur de la quantité d'énergie émise par une quantité donnée d'un élément radioactif pendant sa transformation complète, par différentes méthodes indépendantes, dont les conclusions concordent. La voie la plus directe consiste à partir de l'énergie de la particule projetée et du nombre total des atomes. Un atome ne peut produire moins d'un « rayon » chaque fois qu'il subit une transformation, et nous arrivons par conséquent de cette façon à une estimation du minimum de l'énergie totale rayonnée. D'autre part, un atome d'un élément radioactif, s'il se résout complètement en particules projetées, ne peut engendrer plus de 200 environ de ces particules au minimum, en admettant que la masse des produits de désintégration soit égale à la masse de l'atome. Cette considération nous permet de fixer une limite maximum de l'estimation. Les rayons α représentent une proportion assez grande de l'énergie rayonnée totale pour qu'il suffise de les considérer seuls.

Soient :

m la masse de la particule projetée

v la vitesse

e la charge.

Pour les rayons α du radium, on a

$$v = 2,5 \cdot 10^9 \quad \frac{e}{m} = 6 \cdot 10^3$$

L'énergie cinétique d'une particule est

$$\frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} \frac{m}{e} v^3 e = 5 \cdot 10^{14} e.$$

J.-J. Thomson a montré que

$$e = 6 \cdot 10^{-10} \text{ unités éls} = 2 \cdot 10^{-20} \text{ unités élm.}$$

Par suite l'énergie cinétique d'une particule est 10^{-5} erg. Si nous prenons 10^{20} pour le nom-

bre probable d'atomes contenus dans 1 gr de radium, l'énergie totale des rayons provenant de ce gramme est 10^{15} ergs ou $2,4 \cdot 10^7$ grammes-calories, dans l'hypothèse où chaque atome projeterait un rayon. On connaît cinq degrés successifs dans la désintégration et chaque degré correspond à la projection d'un rayon au moins. On peut donc affirmer que l'énergie totale rayonnée dans la désintégration de 1 gr de radium ne peut être inférieure à 10^8 petites calories et qu'elle doit être comprise entre 10^8 et 10^9 petites calories. L'énergie rayonnée n'embrasse pas nécessairement la totalité de l'énergie de désintégration ; elle peut n'en être qu'une faible partie. 10^8 petites calories par gramme, voilà donc ce qu'on peut en toute sécurité considérer comme l'estimation la plus modérée de l'énergie des transformations radioactives du radium. La combinaison de l'hydrogène et de l'oxygène dégage approximativement $4 \cdot 10^3$ petites calories par gramme d'eau produite et cette réaction dégage plus d'énergie, sous un poids donné, que toute autre réaction connue. L'énergie des transformations radioactives doit donc être au moins vingt mille fois, elle est peut être un million de fois plus grande que l'énergie de toute transformation moléculaire.

La vitesse d'émission de cette énergie et, en conséquence, la vie d'un élément radioactif, voilà ce que nous allons considérer maintenant. La quantité totale d'énergie mise en liberté en une seconde sous la forme de rayons par 1 gr de radium peut se déduire du nombre total d'ions produits et de l'énergie nécessaire pour produire un ion. Quand le sel est solide, une forte proportion de l'énergie est absorbée par la matière, mais on peut écarter presque complètement la difficulté en déterminant le nombre d'ions produits par le rayonnement de l'émanation et la fraction du rayonnement total du radium due à l'émanation. Dans ce cas, la plupart des rayons sont absorbés par l'air où ils provoquent la formation d'ions. L'expérience a montré que le courant maximum dû à l'émanation provenant de 1 gr de radium, dont l'activité était mille fois plus grande que celle de l'uranium, placé dans un grand cylindre plein d'air, était de $1,65 \cdot 10^{-8}$ unités électromagnétiques. Si nous prenons $e = 2 \cdot 10^{-20}$, le nombre d'ions produits par seconde est $8,2 \cdot 10^{11}$. Ces ions résultant de la collision des particules projetées

avec le gaz qu'elles rencontrent. Townsend (*Phil. Mag.* 1901, tome I) a déduit de ses expériences sur la production des ions par collision que le minimum d'énergie nécessaire pour produire un ion est 10^{11} ergs. Si nous admettons pour l'activité du radium pur un million de fois celle de l'uranium, l'énergie totale rayonnée en une seconde par l'émanation provenant de 1 gr de radium est 8 200 ergs. Dans les composés du radium pris sous l'état solide, cette quantité est environ 0,4 de l'énergie totale rayonnée, qui monterait alors environ à :

2.10⁴ ergs par seconde
6,3. 10¹¹ ergs par an
soit 15 000 petites calories par an.

Ceci n'est encore qu'une limite inférieure, car on n'a tenu compte que de l'énergie employée à produire des ions, qui peut n'être qu'une faible fraction de l'énergie totale des rayons.

Les rayons α de tous les éléments radioactifs présentant les plus grandes ressemblances, il paraît raisonnable d'admettre que la faiblesse relative des radiations du thorium et du radium tient à une moindre vitesse de la désintégration. L'énergie rayonnée dans ces cas est d'environ $\frac{1}{10^6}$ de celle du radium; elle est par conséquent 0,015 petite calorie par an. En divisant cette quantité par l'énergie totale rayonnée, soit 2,4.10⁷ petites calories, on trouve 6.10¹⁰ comme limite supérieure de la proportion d'uranium ou de thorium qui, en un an, subit la transformation. Ainsi, dans 1 gramme de ces éléments la transformation en un million d'années porterait sur moins de 1 milligramme. Mais dans le cas du radium, la même quantité par gramme serait transformée en *un an*. La « vie » du radium ne peut donc en conséquence dépasser quelques milliers d'années, en se basant sur cette estimation, que chaque particule émet un rayon à chaque transformation. S'il y a plusieurs rayons produits, la vie s'allonge en conséquence, mais au maximum elle ne peut guère augmenter plus de cinquante fois. Ainsi il apparaît comme certain que le radium présent dans un minéral n'a pas existé dès la formation du minéral lui-même, mais qu'il est produit continuellement par suite d'une transformation radioactive.

Enfin nous pouvons évaluer le nombre des

« rayons » émis en une seconde par 1 gramme d'un élément radioactif. L'énergie de chaque « rayon » étant 10^{-8} erg ou 2,4.10⁻¹³ petite calorie, 1 gr d'uranium projette chaque année 6.10¹⁰ rayons, soit environ 2 000 par seconde. Le rayonnement α de 1 milligramme d'uranium émis en une seconde est probablement de l'ordre de grandeur de ce qu'on peut mettre en évidence par la méthode électrique. Ces méthodes sont donc presque aptes à reconnaître la désintégration d'un seul atome, tandis que la balance ne pourrait pas découvrir moins de 10¹¹ atomes d'uranium.

Il a été indiqué que ces estimations n'ont trait qu'à l'énergie du rayonnement et non à l'énergie totale des transformations radioactives. Cette énergie totale à son tour peut n'être qu'une portion de l'énergie interne de l'atome, car l'énergie interne des produits résultants reste inconnue. Toutes ces considérations tendent à nous faire conclure que l'énergie latente dans l'atome doit être énorme, comparée à celle qui est mise en jeu dans les transformations chimiques ordinaires. Or ces radioéléments ne diffèrent en aucune façon des autres éléments dans leurs caractères physiques ou chimiques. D'un côté ils ressemblent étroitement, au point de vue chimique, à leurs prototypes inactifs dans le système périodique et de l'autre ils ne présentent aucun caractère chimique proprement dit qu'on puisse associer à leur radioactivité. Par suite, il n'y a pas de raison d'admettre que cette énorme accumulation d'énergie soit possédée par les seuls éléments radioactifs. Il semble probable que l'énergie atomique est toujours d'un ordre de grandeur également élevé, bien que l'absence de transformation l'empêche de se manifester. L'existence de cette énergie explique la stabilité des éléments chimiques aussi bien que la permanence de la radioactivité sous l'influence des conditions les plus variées. Il faudra en tenir compte dans les considérations de physique cosmique. L'entretien de l'énergie solaire, par exemple, ne soulève plus de difficultés de principe si l'on admet que l'énergie des éléments composants soit utilisable, c'est-à-dire que le processus des transformations s'y déroule. Il est intéressant de noter que c'est dans ces idées que Sir Norman Lockyer a interprété les résultats de ses recherches spectroscopiques (*Evolution inorganique* 1900), bien qu'il regarde la tem-

pérature plutôt comme la cause que comme la conséquence des transformations.

Traduit par C. RAYEAU.

TRANSMISSION ET DISTRIBUTION

Disjoncteur automatique « A. Périé de Saint-André » pour lignes à haute tension.

Le disjoncteur automatique « A. Périé de Saint-André », dont nous donnons un schéma ci-contre, est destiné à éviter tous les accidents occasionnés par la rupture d'un câble ou fil par-

couru par un courant de haute tension, qu'il s'agisse d'une ligne de transport de force ou d'une ligne de tramways.

L'appareil, des plus simples, très robuste et ne comportant aucun organe délicat, se compose essentiellement de deux électro-aimants, de deux leviers et de cinq contacts.

Dans l'état actuel des installations des lignes électriques, spécialement des lignes de tramways, le feeder partant de la station centrale SC va directement au fil de ligne CD.

Avec le disjoncteur automatique « A. Périé

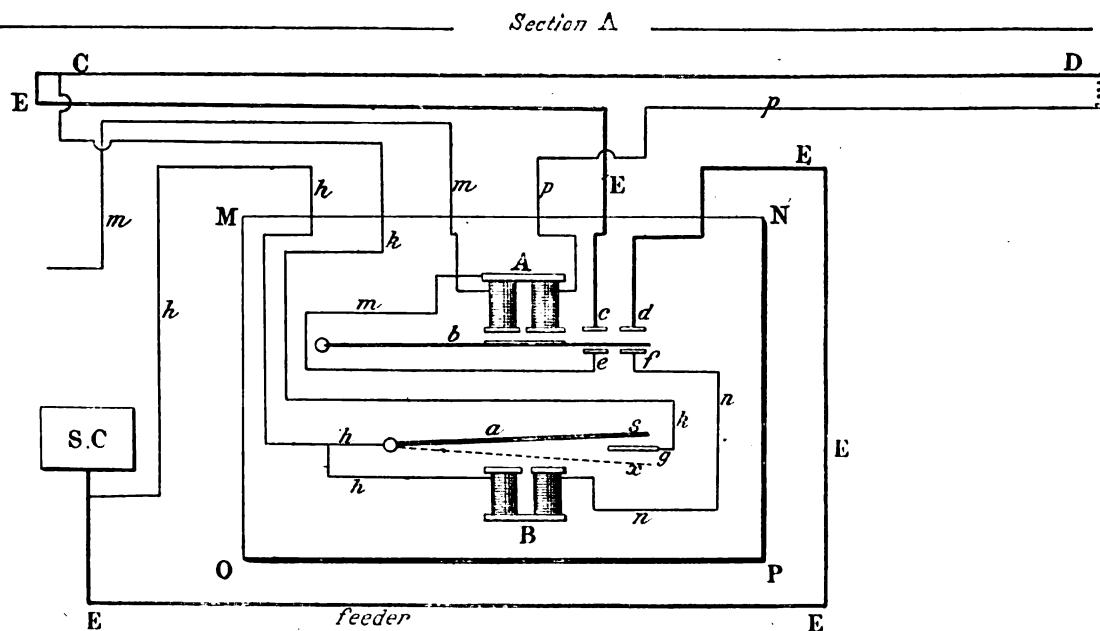


Fig. 1.

de Saint-André », ce feeder E, partant de la station centrale, sera formé de deux parties aboutissant respectivement aux contacts *cd*.

L'appareil se comportera comme suit : au moment où le courant sera envoyé sur la ligne, à chaque reprise de la circulation, le levier *b* appuiera sur les contacts *ef* et le levier *a* occupera la position *s*.

L'électro-aimant B recevant le courant par un fil *h* en dérivation sur le feeder E et étant à la terre par le fil *n*, le contact *f*, le levier *b*, le contact *e* et le fil *m*, attirera le levier *a* qui, pour prendre la position *X*, passera sur son contact *g*. Ce levier *a* étant en communication avec le fil *h* en dérivation sur le feeder, le courant circulera momentanément sur la ligne CD en suivant le fil *h*, le levier *a*, le contact *g* et le fil *k*.

Mais, à l'autre extrémité D de la section du fil de la ligne CD (chaque ligne comprenant une ou plusieurs sections bien isolées l'une de l'autre) sera dérivé un fil fin *p* qui sera passer le courant dans les bobines d'un électro-aimant A dont l'une des branches est à la terre par *m*.

L'électro-aimant A attirera le levier *b* qui, en quittant les deux contacts *ef*, coupera le circuit de l'électro-aimant B — le levier *g* sous l'effort d'un ressort, reprendra sa position *s* et le levier *b* réunira les deux contacts *cd* fermant ainsi le circuit sur le feeder E.

Dès cet instant, le courant, venant de la station centrale, parcourra constamment la ligne CD et reviendra par le fil *p*, traversera l'électro A et ira à la terre par *m*.

Donc, le levier *b* sera constamment maintenu

contre *cd* et le circuit sera constamment fermé sur le feeder E.

Qu'une rupture vienne à se produire en un point quelconque de la ligne CD :

Le courant, entrant par C, ne pourra plus arriver à l'électro-aimant A par *p* ; le levier *b* sera lâché et le circuit coupé sur le feeder E. Chaque bout du fil CD, même en contact avec la terre, sera inoffensif et, par l'usage de ce disjoncteur automatique, les électrocutions, encore trop nombreuses, ne seront plus à redouter.

ACCUMULATEURS

Nouveautés en accumulateurs. *Zeitschrift für Elektrochemie*. 15 avril 1904.

La littérature des brevets reste toujours à peu près la même. Le nombre considérable de brevets, qui ne doivent leur existence qu'à l'expérience des auteurs, décroît à peine. Quelques-uns seulement sont susceptibles de réalisation pratique, mais à peu d'exception près, ils décrivent des variantes plus ou moins heureuses d'appareils déjà connus. Un anonyme bien informé (*Centralblatt für Akkumulatoren und Elementenkunde* 3,261) s'exprime ainsi, sur l'état actuel de l'industrie des accumulateurs : « Les gros fabricants d'accumulateurs négligent de plus en plus les belles découvertes théoriques de ces dernières années qui sont pratiquement sans valeur et fabriquent tous aujourd'hui un accumulateur dont la construction est aussi simple que possible. A cause de cela les différentes marques d'accumulateurs se ressemblent tellement que le commerce des accumulateurs se réduit à un commerce de plomb. »

L'énumération de toutes les innovations en matière d'accumulateurs est donc fastidieuse. L'auteur s'est contenté de mentionner seulement celles qui présentent quelque intérêt.

Depuis quelque temps, on emploie de plus en plus les *plaques à grande surface* et il n'y a plus maintenant de grande fabrique d'accumulateur qui ne construise ces plaques robustes et économiques dont les désavantages (en particulier le poids plus élevé et le rendement un peu inférieur) ont peu d'importance dans certaines applications, telles que les batteries stationnaires.

Pour obtenir de grandes surfaces tous les moyens imaginables ont été proposés. La plupart de ces plaques sont faites par fusion.

E. Franke (Brevet allemand, n° 119266, 1899) revendique une machine à fondre destinée à la fabrication des plaques Lehmann et Mann dont la coupe est en forme de zigzag (Brevet allemand, n° 100 137, 1897). Les coquilles du moule sont munies de lamelles disposées alternativement et qui correspondent aux sillons de la pièce fondue. Le point essentiel est que les lamelles correspondant aux sillons, puissent être retirées complètement de la pièce fondue par un mécanisme approprié, afin que le démoulage se fasse commodément. Lehmann et Mann ont revendiqué une modification de ce procédé (Brevet allemand, n° 126 320, 1898).

Les plaques de l'Akkumulatoren und Electricitätswerke. Akt. Ges. précédemment W. A.

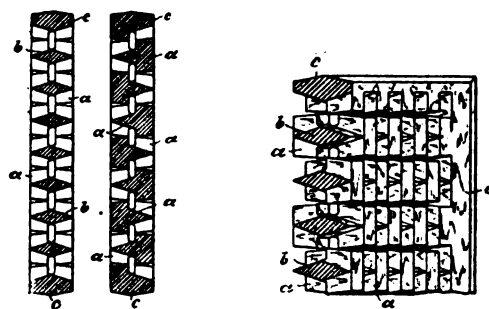


Fig. 1 à 3.

Boese et C° sont représentées par les figures 1 et 2. (Brevets allemands n° 104 243, 1898 ; 115 006, 1900). Les pointes et les bases des surfaces hachurées de la coupe (fig. 2) sont sur une même ligne. La figure 3 montre comment les pointes et les bases sont en contact.

La plaque une fois empâtée se trouve ainsi constituée par deux réseaux entremêlés, l'un en plomb, l'autre en matière active. Cette disposition aurait comme avantages une bonne stabilité et une bonne utilisation.

Les plaques de B. Kuetner (Brevet américain, 690 589 et Brevet anglais, 15 463, 1901) sont représentées par les figures 4 et 5. L'électrolyte peut circuler dans la plaque et le courant est bien réparti.

R. J. Gülcher (Brevet anglais, 14 086, 1901) intercale des bandes de plomb de 0,25 à 0,4 mm d'épaisseur avec des bandes de papier. Les bandes de papier sont un peu plus courtes que les bandes de plomb. Les extrémités des bandes de plomb sont réunies par fusion avec un cadre

métallique. Après la formation les bandes de papier sont détruites par de l'acide sulfurique concentré.

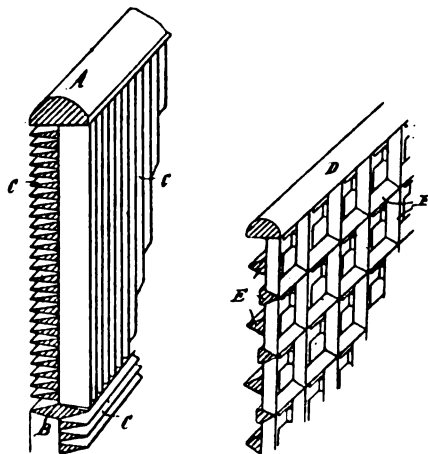


Fig. 4 et 5.

La Gould Stor. Batt. C^{ie} (Brevet allemand, n° 116 373, 1899) construit ses plaques à grande surface par laminage. Deux laminaires sont munis de couteaux circulaires de 0,35 mm entre lesquels des espaces annulaires de 0,5 mm sont

réservés. Les couteaux pénètrent dans le plomb et celui-ci est refoulé dans les espaces vides. (Voir Centralblatt für Akkumulatoren und Elementenkunde 1, 1902).

R. von Berks et J. Renger (Brevet allemand, n° 118 996, 1899) sillonnent de la même manière les plaques de plomb entre deux laminaires.

Dans les brevets allemands n° 123 832, 1900, et n° 139 170, 1902, et le brevet anglais 11 509, 1902, l'Akkumulatoren und Electricitätswerke Akt. Ges. précédemment Boese et C^{ie} recommande de fonder des pièces de plomb selon la figure 6, puis de presser ces pièces successivement dans les orifices *a*, *b*, *c* des laminaires de la figure 7 jusqu'à ce qu'on obtienne les formes représentées par les figures 8, 9 et 10. Le plomb est préalablement recouvert d'une mince couche soluble ou de matière. Les lamelles peuvent ainsi être réduites à 0,05 mm d'épaisseur.

La surface développée obtenue est égale à 11 fois la surface projetée. On pourrait obtenir un développement de 100 fois la surface projetée (ce qui n'aurait d'ailleurs aucune importance pratique). Les pièces de plomb ainsi pré-

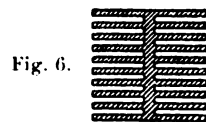


Fig. 6.



Fig. 8.



Fig. 9.



Fig. 10.

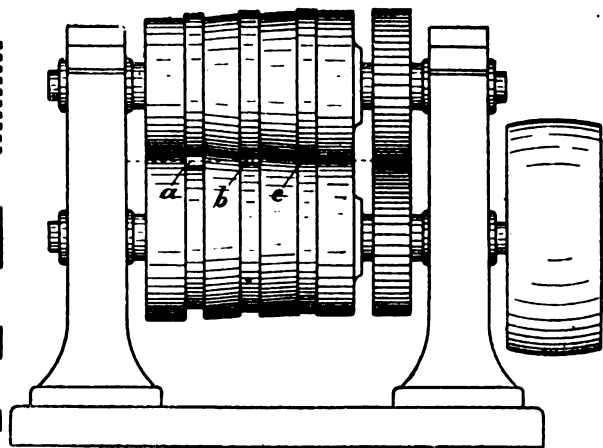


Fig. 7.

Fig. 6 à 10.

parées sont montées dans un cadre. On peut également laminier de la même façon des pièces dont les lamelles sont inclinées.

E. Andreas (Brevet allemand, n° 114 118, 1899) travaille les plaques avec une machine à tailler (fig. 11). A chaque mouvement du couteau *c*, la table *b* dont l'inclinaison est constante et qui supporte la plaque, se déplace d'un sillon. Les

figures 12, 13, 14 montrent l'effet du couteau, pour différentes inclinaisons et suivant que la plaque se déplace de haut en bas ou en sens contraire.

W. Stockmeyer (Brevet allemand, n° 128 608, 1900; n° 135 080, 1901) a construit une intéressante machine qui donne des plaques à grande surface, prêtes à former, supprimant presque

complètement le travail manuel. Une bande de plomb sortant d'une presse est amenée par un dispositif mécanique spécial jusque sous des couteaux qui se meuvent rapidement des deux côtés de la bande. La bande entamée par les couteaux est découpée en plaques par un couteau spécial, qui tombent sur un transporteur pour être amenées à la formation.

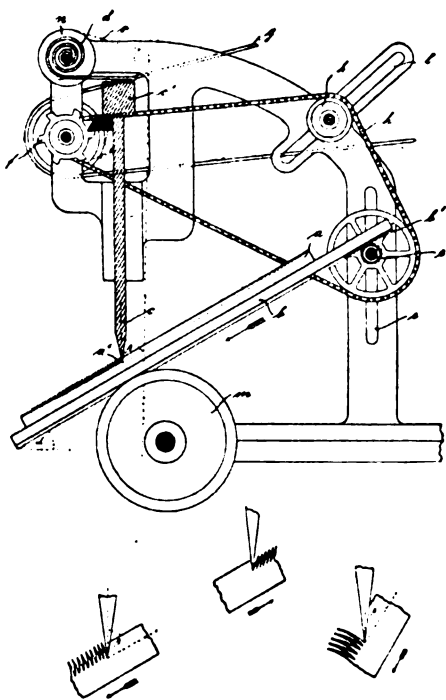


Fig. 11 à 14.

M. Rudy (Brevet allemand, n° 128 030, 1900) découpe les lamelles dans une plaque de plomb, au moyen de couteaux circulaires tournant en sens inverse du mouvement de la plaque.

Dans la machine de L. Engelmann (Brevet anglais, 21 201, 1902) la plaque est déplacée entre deux couteaux en forme de peigne.

Dans le brevet allemand 116 924, 1899, de la Kölner Akkumulatorenwerke Gottfried Hagen, les lamelles horizontales d'une plaque à grande surface fondue sont sillonnées alternativement de bas en haut et de haut en bas par un outil coupant. Après cette opération, les lamelles sont disposées comme le montre la figure 15. Cette disposition faciliterait le dégagement des gaz.

En ce qui concerne la formation en surface, les procédés proposés sont ou purement chimi-

ques ou électrolytiques. Ces derniers reposent toujours sur l'emploi d'un anion capable de former un sel soluble de plomb. Moyennant certaines conditions, du peroxyde de plomb se forme immédiatement, au lieu de sulfate de plomb. (Les phénomènes de formation qui semblent avoir certaines analogies avec les phénomènes de passivité du fer, chrome et nickel, ont non seulement un intérêt technique, mais un intérêt scientifique et méritent une étude approfondie).

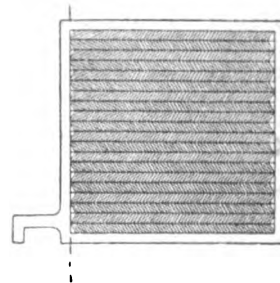


Fig. 15.

Le procédé de H. Beckmann (Brevet allemand, n° 110 228, 1899) repose sur l'emploi d'acide sulfureux pur ou d'un mélange d'un sulfite ou d'un hyposulfite avec de l'acide sulfurique. Comme l'anion So^2 , se transforme finalement en So^4 , ce procédé aurait l'avantage d'éviter l'attaque des électrodes après la formation.

C. Luckow (Brevet anglais, 24 960; Brevet allemand, n° 137 076, 1899) emploie comme bain de formation des solutions d'hydrates alcalins ou alcalinoterreux à la concentration de 3/1000 au plus. Il faut éviter la carbonatation. La formation des positives doit être terminée dans CO^3K^2 .

La Sächsischen Akkumulatorenwerke Akt. Ges. (Brevet allemand, n° 127 275) préconise l'hydrogène sulfuré dans l'acide sulfurique très dilué.

O. Krüger et C^{ie} (Brevet allemand, n° 109 921) précipite sur les plaques du plomb spongieux par voie chimique ou électrolytique.

D'après le brevet allemand, n° 132 450, 1901, de Franz Peters, on peut employer des solutions d'ammoniaque à 2 p. 100 additionnées ou non d'une petite quantité d'un sel, tandis que les solutions d'ammoniaque à 5 p. 100 sont inefficaces.

Le brevet américain 699 412, 1899 de Rufus N. Chamberlain recommande l'acide formique

ou mieux l'acide acétique avec l'acide sulfurique.

H. M. Martin (Brevet américain 704 451, 1901) emploie un dispositif maintenant constante une certaine température.

Les nombreux brevets relatifs aux plaques à pâte, font voir seulement, que sur ce sujet il est bien difficile d'apporter de nouvelles et bonnes idées. On y trouve de nombreux procédés pour la fabrication de la matière active; on recommande souvent d'ajouter à la pâte, certaines combinaisons organiques. En somme, les combinaisons du plomb qui fournissent dans l'élément, du plomb pur ou du peroxyde sont les plus intéressantes. Les propriétés physiques et chimiques des matières employées ont d'ailleurs plus d'importance, que la description précise d'une recette et il est désirable qu'on connaisse mieux les relations entre la nature chimique et physique de la matière (en particulier de la litharge et du minium) dont dépendent les qualités essentielles des plaques.

Les plaques négatives à pâte des plus grandes fabriques sont presque toujours fabriquées par les vieux procédés usuels.

On rencontre depuis quelque temps des brevets relatifs aux électrodes à section circulaire. Cette disposition n'offre pas d'avantages, si on considère la mauvaise répartition du courant, la plus grande résistance intérieure des éléments et la complication du montage.

L'accumulateur Max fabriqué à Paris par Ruphy et C^{ie} (Heilmann, brevet anglais, 13 656, 1900; 15 905, 1901; brevet allemand, n° 123 512, 1900) présente un certain intérêt à cause des dispositifs mécaniques employés pour la fabrication. La matière sort sous pression, sous forme de crayons munis d'une tige en plomb centrée à l'intérieur. Ces crayons constituent les électrodes unitaires. Ils sont entourés automatiquement par tissage, à la sortie de la presse, d'une gaine en matière isolante. La machine peut donner 40 électrodes de 22 cm de longueur, 6 mm d'épaisseur par minute avec un seul ouvrier. La capacité des éléments au régime de 6 heures est de 26,4 watts-heure par kilogramme d'élément.

Liebenow a montré que la capacité d'une plaque était augmentée considérablement, si l'électrolyte traverse sous pression la matière poreuse. Le brevet anglais 16 128, 1901, de Tribelhorn, donne une disposition basée sur cette idée.

Dans le but d'obtenir une très grande légèreté, certains brevets décrivent des appareils dans lesquels le support de la matière active est en substance non conductrice, les connexions seules étant en plomb.

Le brevet allemand n° 120 505, 1900 de E. Franke et le brevet allemand n° 130 522, 1901, de Th. Pescatore, ont pour objet une machine à empilage automatique.

C. L.

SOCIÉTÉS SAVANTES ET TECHNIQUES

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE ⁽¹⁾

Sur les moteurs d'automobiles. M. Arnoux.

Le cycle à quatre temps, utilisé dans la presque totalité des moteurs tonnants actuels, comprend les quatre phases suivantes : 1° aspiration du mélange explosif pendant une course entière du piston ; 2° compression de ce mélange pendant la course suivante ; 3° inflammation, explosion et détente des gaz pendant la troisième course ; 4° refoulement des gaz brûlés hors du cylindre pendant la quatrième et dernière course.

L'invention de ce cycle est due à Beau de

Rochas, qui l'a fait connaître, en 1862, dans un brevet constituant bien plutôt un beau Mémoire scientifique qu'un brevet. Dans ce brevet, intitulé : *Nouvelles recherches sur les conditions pratiques d'emploi de la chaleur*, de Rochas y établit avec une intuition profonde les véritables règles à suivre (constamment confirmées depuis par une longue expérience) pour réaliser le meilleur emploi de la force élastique des gaz.

« Il faut, dit-il : 1° que le cylindre ait le maximum de volume sous le minimum de surface ; 2° que le piston ait la plus grande vitesse possible de marche ; 3° que les gaz soient détendus le plus qu'on peut le faire ; 4° qu'ils aient la plus grande compression initiale. »

(1) Séances d'avril et de mai.

Il est difficile de résumer d'une façon plus concise les règles suivies d'abord timidement 14 ans plus tard par Otto dans son premier moteur utilisant le cycle de Beau de Rochas et actuellement par tous les constructeurs de moteurs fixes et automobiles utilisant ce cycle.

1° Le maximum de volume sous le minimum de surface (course égale au diamètre) à donner au cylindre est la condition nécessaire à réaliser pour réduire au minimum, dans un cylindre de diamètre donné, la fraction de la chaleur dégagée par l'explosion et communiquée par convection aux parois du cylindre ;

2° La perte de chaleur par convection aux parois de l'enceinte étant en raison directe de la surface de cette enceinte et du temps pendant lequel les gaz échauffés restent en contact avec elle, il est donc nécessaire, comme le fait observer de Rochas, de donner au piston la plus grande vitesse possible de marche.

L'influence favorable des grandes vitesses de déplacement de piston et, par conséquent, des grandes vitesses de détente des gaz sur le rendement thermodynamique a d'ailleurs été mise nettement en évidence par les expériences effectuées en 1883 et 1884 par M. A. Witz. Ces expériences ont montré que l'énergie cinétique communiquée par une charge explosible donnée à un piston entièrement libre croissait avec sa vitesse de déplacement jusqu'à des vitesses de 6 m par seconde, que les moteurs d'automobiles atteignent et dépassent fréquemment aujourd'hui, parce que ces grandes vitesses sont également compatibles avec la grande légèreté à donner aux moteurs ;

3° et 4° Dans le cycle à quatre temps, les grandes détentes sont intimement liées aux hautes compressions, également préconisées par Beau de Rochas. On sait, en effet, que plus on détend un fluide élastique, plus on lui soutire de sa chaleur pour la transformer en travail. Mais, pour détendre beaucoup, il faut varier dans de grandes limites le volume initial des gaz mis en jeu. Or, cette grande variation de volume ne peut être obtenue dans le cycle à quatre temps qu'en comprimant beaucoup, c'est-à-dire en réduisant autant que possible le volume du mélange gazeux de façon à ce qu'étant soumis à un échauffement brusque (explosion) ou progressif (combustion Diesel), ce volume puisse passer d'une valeur initiale très réduite à

une valeur finale aussi grande que possible.

L'avantage, au point de vue du rendement thermodynamique, résultant de l'emploi des hautes compressions ou, ce qui revient au même, des grandes variations de volume d'un fluide gazeux, peut aisément se calculer dans le cas où la compression et la détente ont lieu suivant le mode *adiabatique*, lequel est d'autant mieux réalisé que celles-ci s'accomplissent dans un temps plus court, ce qui est le cas des moteurs d'automobiles. Dans ces conditions, on obtient pour expressions du travail T développé :

$$\tau = E\gamma \left[1 - \left(\frac{H}{P} \right)^{\frac{k-1}{k}} \right] = E\gamma \left[1 - \left(\frac{v}{V} \right)^{k-1} \right]$$

expressions dans lesquelles γ désigne la quantité de chaleur mise en jeu par l'explosion, H et V, P et v les pressions et volumes de la masse gazeuse au début et à la fin de la phase de compression et enfin k le rapport $\frac{C}{c}$ des capacités thermiques à pression et à volume constants, rapport qui reste à très peu près constant malgré l'accroissement sensible de ces capacités avec la température.

L'expérience a d'ailleurs constamment confirmé l'économie réalisée par les hautes compressions ou les grandes variations de volume du mélange gazeux. Alors que dans le premier moteur à gaz de Lenoir réalisant une variation de volume de 1 à 2, la consommation de gaz d'éclairage atteignait 3 000 litres par cheval-heure, cette consommation se trouve réduite à 368 litres dans un moteur Cotteau expérimenté par M. A. Witz en 1903 et réalisant une variation de volume de 1 à 6. La consommation des moteurs à pétrole a suivi une marche parallèle de 1080 gr. de gazoline par cheval-heure dans les premiers moteurs à pétrole qui réalisaient une variation de volume de 1 à 3 environ, cette consommation est descendue à 180 gr de pétrole lampant dans le moteur Diesel qui est aussi un moteur à quatre temps et qui réalise une variation de volume de 12,5 à 1 correspondant à une compression de 35 atmosphères.

L'allumage et le travail de la cylindrée. — Si l'on observe que l'allumage d'un mélange, son explosion et sa détente doivent se faire dans le temps extrêmement court que dure la course motrice du piston, on conçoit toute l'importance

que peut présenter un allumage puissant et précis. Allumer un mélange explosif en un point, c'est provoquer l'*auto-inflammation* du mélange autour de ce point. Cette *auto-inflammation* étant fonction directe de la *température* et de la *pression* auxquelles se trouve porté à chaque instant le mélange, se propage d'autant plus rapidement que la compression *initiale* de celui-ci est plus élevée.

Les avantages de l'allumage électrique, presque exclusivement adopté aujourd'hui, sont de deux ordres; d'abord cette propriété que possède au plus haut degré l'étincelle électrique de produire *simultanément* une *compression* et un *échauffement* extrêmement élevés de la partie du mélange qui l'entoure, et ensuite la grande facilité que présente ce genre d'allumage de permettre de faire varier à volonté et instantanément le moment précis de l'inflammation, ce qui a une influence considérable sur le travail de la cylindrée et par conséquent sur la puissance du moteur. Par une série de *diagrammes de travail* déterminés à une même vitesse angulaire à l'aide du *monographe Hospitalier-Carpentier*, M. A. Arnoux est parvenu à mettre en évidence l'existence d'un *maximum de puissance* par un allumage effectué non pas au moment du passage du piston au point mort, mais un peu avant ce passage. Tandis que cette avance d'allumage est inutile dans les moteurs fixes dont la vitesse ne dépasse pas 200 tours par minute, elle devient au contraire indispensable dans les moteurs d'automobiles dont la vitesse est 6 à 8 fois supérieure.

La vitesse du moteur et sa puissance effective.

— La puissance *indiquée* du moteur étant égale au produit :

$$N \int_{\Delta_0} P dN$$

du travail de la cylindrée par sa *fréquence* N , sa puissance *effective*, c'est-à-dire utilisable sur l'arbre, est égale au produit de cette puissance *indiquée* par le rendement organique du moteur, lequel est pratiquement constant. On voit donc que si le travail de la cylindrée était constant, c'est-à-dire indépendant de sa fréquence et par conséquent de la vitesse angulaire du moteur, la puissance effective de celui-ci croîtrait sans limite avec sa vitesse. Or, la détermination directe de cette puissance effective en fonction de

la vitesse montre au contraire que la puissance, au lieu d'être représentée par une droite, est caractérisée par une courbe qui, se confondant d'abord avec une droite, s'en détache ensuite progressivement pour atteindre un *maximum* et décroître enfin indéfiniment. Le moteur à explosion présente donc cette particularité de développer la même puissance à deux vitesses différentes, l'une inférieure et l'autre supérieure à une certaine vitesse critique correspondant à un maximum. Le couple moteur développé étant égal au quotient de la puissance par la vitesse angulaire correspondante, c'est-à-dire proportionnel au travail de la cylindrée, décroît donc d'après cela constamment à partir des vitesses les plus faibles. D'autre part, la valeur du travail de la cylindrée étant réglée par la *quantité* du mélange explosif admis, on voit que cette dernière décroît aussi constamment. La cause de cette diminution réside tout entière dans ce fait qu'en raison des résistances opposées par les soupapes d'aspiration et d'échappement à l'écoulement des gaz frais et brûlés, le moteur n'a pas le temps de se remplir et de se vider aussi copieusement et complètement aux grandes qu'aux petites vitesses angulaires. Telle est la raison qui limite la puissance *massique* des moteurs d'automobiles, laquelle a cependant pu atteindre récemment un demi-cheval par kilogramme-masse de matière.

Carburants et carburation. — Pour des raisons de facilité de ravitaillement et d'utilisation, les combustibles employés dans les moteurs d'automobiles sont des hydrocarbures liquides de la série naturelle et saturée C^nH^{2n+2} dont le premier terme (gazeux) est le méthane ou formène CH_4 contenant 25 p. 100 d'hydrogène et dégageant 13,3 calories par gramme de matière et dont le dernier terme (solide) est la paraffine $C^{24}H^{50}$, contient 15 p. 100 d'hydrogène et dégage 11,2 calories par gramme. Les hydrocarbures utilisés sont intermédiaires entre ces extrêmes. Ce sont des mélanges liquides dégageant tous à peu près la même quantité de chaleur, soit 11,5 calories par gramme. Une condition essentielle à réaliser dans l'emploi des combustibles liquides pour former avec eux des mélanges tonnants, c'est leur transformation aussi complète que possible *en vapeur* intimement mélangée à la quantité d'air convenable pour en obtenir la combustion intégrale. L'expérience

montre en effet qu'un mélange de combustibles liquides et d'air ne peut détonner qu'à la condition que le liquide soit transformé en vapeur et qu'il n'y ait que les parties gazeuses qui explosent; les parties restées à l'état vésiculaire ne pouvant être en contact avec le carburant que par leur périphérie, la combustion de celles-ci est limitée à cette périphérie.

Le cœur des vésicules subit une décomposition pyrogénée libérant l'hydrogène du carbone. En vertu du principe thermochimique du *travail maximum*, qui est le suivant : *Toute transformation chimique exothermique tend vers la production du composé qui dégage le plus de chaleur* : l'hydrogène, dont la combustion dégage 29,65 calories par gramme pour former de la vapeur d'eau, brûle d'abord entièrement. Le carbone, dont la combustion complète dégage seulement 8,13 calories, brûle ensuite, mais très incomplètement, en raison d'une propriété qui lui est particulière : c'est l'absence presque complète de tension de vapeur, même aux températures les plus élevées, et dont la lampe électrique à incandescence est une preuve manifeste. En raison de cette absence de tension de vapeur, les atomes de carbone, libérés d'une combinaison, au lieu de se comporter comme ceux d'un gaz, c'est-à-dire de se repousser, s'attirent au contraire et s'agglomèrent pour former ces grains de suie dont la combustion est sinon impossible, tout au moins incomplète, parce qu'elle ne peut s'effectuer que par leur périphérie.

Cette propriété particulière du carbone, qui est vraisemblablement la raison d'être de l'infinité variée de ses combinaisons avec l'hydrogène, l'oxygène, l'azote, etc., dont s'occupe la chimie organique tout entière, montre l'intérêt pratique que présentent d'abord la transformation complète du liquide à l'état de vapeur, qui est l'extrême état de division auquel on puisse atteindre, et ensuite le mélange intime de cette vapeur avec l'air.

Les carburateurs actuels ne remplissent que très imparfaitement ces deux conditions de vaporisation et de mélange intime des gaz, parce que ce sont des *pulvérisateurs*, alors qu'ils devraient être des *vaporisateurs*. Aussi leur emploi n'est possible qu'avec des hydrocarbures extrêmement volatils, comme l'essence des automobiles; dès qu'on substitue à cette dernière du pétrole lampant ou de l'alcool, on ne peut obtenir de

mélange tonnant qu'en chauffant celui-ci au préalable, c'est-à-dire en vaporisant complètement les vésicules liquides fournies par le carburateur.

Il est incontestable que, dans l'état actuel des choses, les plus grands progrès à réaliser, au point de vue de l'économie de combustible, sont ceux à apporter au carburateur.

Photomètre Symmance.

M. Lauriol présente le photomètre Symmance et Abbady.

Un disque tournant, convenablement chanfreiné, présente tour à tour à l'observateur, en un même point de l'espace, des surfaces éclairées par l'une ou l'autre des deux sources de lumière à comparer. Avec une fréquence convenable (environ 6 par seconde), il se produit un papillotement qui cesse lorsque, en réglant convenablement les distances, on a égalisé l'éclat des deux surfaces.

L'appareil demande encore divers perfectionnements, mais paraît se prêter un peu mieux que d'autres aux mesures, surtout pour deux sources de couleurs différentes. Toutefois, l'étude complète est encore à faire.

A propos de la Communication de M. Lauriol, M. Broca fait remarquer que le principe du photomètre présenté lui semble inexact. On ne peut définir d'une manière précise l'égalité de deux lumières de couleurs différentes. Elles donnent des notions qui pourront toujours se distinguer l'une de l'autre. Cependant, elles peuvent donner à l'œil certaines propriétés au même degré. C'est ainsi que deux lumières, une rouge et une bleue, par exemple, peuvent donner à l'œil la même acuité visuelle; c'est ainsi que deux couleurs différentes peuvent donner à l'œil la notion d'égalité d'éclat. C'est une notion physiologique impossible à définir, mais qui correspond cependant à quelque chose de net. Au point de vue pratique, on se sert des lumières soit pour donner à l'œil de l'acuité visuelle, soit pour lui donner la notion de clarté, et il semble que, dans le cas de la pratique industrielle actuelle, des surfaces éclairées qui ont même éclat donnent à l'œil la même acuité visuelle. On peut donc dire que ce qui est intéressant dans l'intensité photométrique de sources lumineuses, c'est de l'étudier au point de vue de l'égalité d'éclat.

Cette égalisation se fait avec une précision médiocre, il est vrai ; mais, au moins, elle ne comporte pas d'erreur systématique. Toutes les fois que l'on cherchera à tourner la difficulté d'appréciation de l'égalité d'éclat hétérochrome, on modifiera le phénomène lui-même et l'on aura des résultats systématiquement faussés. Dans le cas qui nous occupe, par exemple, on s'adresse à des sensations colorées intermittentes sur la rétine. Les études de MM. Broca et Sulzer (*Comptes rendus*, novembre 1903) ont montré que les différentes couleurs se comportent à ce point de vue d'une manière entièrement différente. Il s'agit de savoir si cette cause systématique d'erreur n'a pas une action considérable dans le cas de la pratique. Le phénomène mis en jeu est physiologiquement différent du phénomène d'égalité d'éclat apparent ; il faut établir par des expériences concluantes si, oui ou non, il donne des résultats concordants avec la détermination directe avant de pouvoir se prononcer définitivement sur sa valeur.

Sur la décharge électrique dans les gaz raréfiés.

M, P. VILLARD rappelle que dans un travail antérieur ⁽¹⁾ il a montré que l'émission cathodique est un phénomène discontinu de fréquence aisément mesurable, et signalé l'existence de deux modes de décharge électrique dans un gaz raréfié.

Il décrit les caractères principaux de ces deux modes de décharge : Une ampoule de Crookes (tube à croix par exemple) est excitée par une bouteille de Leyde qu'on peut alimenter à volonté au moyen d'une machine statique, appareil qui donne un débit faible, régulier et à peu près indépendant de la charge du condensateur ⁽²⁾. Dans ces conditions, l'émission cathodique ordinaire apparaît dès que le voltage dépasse une certaine valeur V , variable avec l'état de l'ampoule ; et l'intensité de l'émission augmente avec le voltage. Si l'on cesse de faire agir la machine, l'émission continue pendant un certain

temps, une demi-minute par exemple, puis s'arrête quand le voltage est redescendu à la valeur V , et la bouteille reste chargée. Il s'est ainsi produit dans le diélectrique gazeux une fuite qui se répare d'elle-même et dont le débit est limité par l'ampoule indépendamment des résistances extérieures qui peuvent être négligeables. Si, au moyen de la machine, on augmente la charge de la bouteille en surmontant cette fuite, lorsque le voltage atteint une nouvelle valeur V' , supérieure à V , le condensateur se décharge instantanément et complètement dans l'ampoule : cette décharge est accompagnée d'un bruit sec et d'une illumination générale du gaz de l'ampoule. Si le vide est poussé assez loin, on peut cependant constater la présence de rayons cathodiques en majeure partie très déviés par un champ magnétique. Le caractère principal de ce second mode de décharge est qu'elle équivaut à un court circuit et le débit n'est limité que par les résistances extérieures. Des oscillations électriques se produisent et le voltage du condensateur tombe sensiblement à zéro.

Avec une ampoule renfermant un gaz raréfié au minimum de résistance, on peut répéter l'expérience avec une source continue à 500 volts. On observe d'abord une émission cathodique d'intensité modérée (quelques dixièmes d'ampère), capable de rendre le verre fluorescent ; puis, si l'on élève, un peu le voltage, il se produit une décharge de grande intensité, capable de faire sauter instantanément les plombs de sûreté et de pulvériser l'ampoule si l'on n'a pas mis en circuit un rhéostat suffisant.

La durée et l'énergie de la décharge n'étant pas ici limitées comme dans le cas d'un condensateur, c'est un arc à grand débit qui se produit.

Il en est encore de même avec les lampes à mercure dans lesquelles on peut à volonté observer la fluorescence du verre sous 50000 volts ou, au contraire, un arc se maintenant sous 25 volts sans fluorescence des parois.

A la pression ordinaire, le premier mode de décharge n'est autre que l'effluve à bruissement caractéristique qui s'échappe des armatures d'une bouteille de Leyde chargée et abaisse son voltage jusqu'à une valeur limite : le second mode est l'étincelle disruptive qui décharge complètement le condensateur.

Dans l'air raréfié à quelques centimètres du mercure, on observe également deux formes

⁽¹⁾ *Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences*, t. CXXX, p. 1750.

⁽²⁾ Pour de simples expériences de démonstration, la machine peut être remplacée par une bobine de Ruhmkorf munie d'une soupape électrique, mais le débit est irrégulier et, surtout, il augmente beaucoup lorsque la bouteille de Leyde est déchargée.

distinctes de décharge : l'étincelle non oscillante, en forme de ruban déviable à l'aimant, ou, au contraire, un trait de feu brillant, non déviable, oscillant ; avec une source telle qu'une machine statique ou une bobine et un condensateur, le trait de feu s'obtient en intercalant une étincelle dans le circuit pour laisser s'élever le voltage du condensateur. En abaissant la pression le trait de feu se transforme, d'abord par fragments, puis totalement, en une nébulosité de plus en plus diffuse, à peine sensible à l'aimant, mais à caractère nettement oscillant. Le défaut de sensibilité de ces décharges brusques s'explique d'ailleurs très bien par leur faible durée.

L'auteur pense que l'existence de ces deux modes de décharge suffit à expliquer les phénomènes nouveaux récemment décrits par M. Pellat ⁽¹⁾ et attribués par cet auteur à une action magnétique spéciale, la *magnéto-friction*. En faisant agir, par exemple, un champ magnétique transversal sur la région médiane d'un long tube Geissler cylindrique, le gaz lumineux est dévié par le champ et se rassemble en un étroit filet : si l'on augmente la valeur du champ ce filet se résout progressivement en une nébulosité qui se répartit dans toute la section du tube et demeure insensible au champ.

L'auteur pense qu'il s'agit simplement d'un accroissement local de résistance et d'une élévation consécutive du voltage déterminant dans la région considérée, le passage du premier mode de décharge au second. La même transformation s'observe en effet avec un très faible champ, juste suffisant pour donner une déviation du filet lumineux, et en adjoignant à la bobine une petite bouteille ; si l'on intercale dans le circuit une étincelle de longueur croissante jusqu'à disparition de l'auréole, l'on observe, dans le tube de Geissler, la disparition progressive du filet lumineux dévié, qui se transforme en un nuage lumineux violacé non stratifié, tendant à remplir toute la section du tube.

La seconde expérience, décrite par M. Pellat dans le Mémoire cité plus haut (tube dans un champ longitudinal non uniforme), s'explique d'ailleurs sans hypothèse nouvelle en considérant que le flux de courant pouvait passer soit

axialement sans couper le champ, soit en s'enroulant autour du champ, soit nécessairement le trajet de moindre résistance, c'est-à-dire le plus court.

M. PELLAT ne croit pas que l'explication que vient de donner M. Villard, des phénomènes qu'il a observés quand la colonne anodique d'un tube de Geissler est placée perpendiculairement à un champ magnétique intense, puisse convenir. Si M. Villard avait pu suivre le détail de ses expériences, il n'aurait probablement pas proposé cette explication. Rien ne ressemble moins, en effet, à une décharge oscillante que la nébulosité que produit autour du filet un champ magnétique intense. Cette nébulosité ne se produit pas, dans le temps, à la suite du filet, mais conjointement avec lui ; pour un champ déterminé l'aspect reste indéfiniment le même ; la nébulosité augmente en même temps que le champ magnétique, et ce n'est que pour des champs extrêmement intenses que le filet finit par disparaître.

Du reste, ce n'est pas cette expérience qui a convaincu M. Pellat de l'existence du phénomène nouveau qu'il a appelé *magnétofriction*, c'est celle dans laquelle le flux cathodique s'échappant d'une cathode carrée, est placé dans un champ magnétique dont les lignes de force horizontales sont obliques à la direction primitive du faisceau cathodique : pour les champs faibles, le faisceau est dévié perpendiculairement au plan horizontal, vers le haut du tube par exemple, conformément aux lois de l'Electromagnétisme ; mais si l'on augmente progressivement l'intensité du champ, on voit l'image de la cathode carrée sur la paroi du tube descendre de plus en plus jusqu'à se fixer dans le plan horizontal sans que cette image tourne sensiblement sur elle-même, comme il le faudrait pour expliquer par l'enroulement autour des lignes de forces des rayons cathodiques le fait que ceux-ci finissent par suivre les lignes de forces du champ magnétique.

Dans la Communication faite la dernière fois, à la Société, M. Pellat a montré que la colonne anodique, elle aussi, est due au choc des corpuscules négatifs, ce qui fait qu'on peut énoncer les phénomènes de *magnétofriction* de la manière suivante :

Dans un champ magnétique intense, les corpuscules en mouvement (rayons cathodiques)

⁽¹⁾ *Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences*, t. CXXXIV, p. 1046.

éprouvent quelque chose d'analogue à un frottement anisotrope considérable dans les sens perpendiculaire aux lignes de force et nul ou presque nul dans le sens de ces lignes.

Tous les phénomènes que produit un champ intense sur les rayons cathodiques proprement dits, la gaine cathodique et la colonne anodique sont d'accord avec cette loi, en particulier, celui qu'on observe en mettant un tube dans l'axe d'un électro-aimant, entre les pôles de celui-ci, la forme prise par le faisceau étant celle à laquelle conduit immédiatement la loi précédente.

M. Broca, à propos de ce que vient de dire M. Pellat, fait remarquer que si M. Pellat n'a pas vu les rayons qui s'enroulent autour du champ dans le cas des champs magnétiques puissants, c'est que son tube ne permettait pas de les voir. Il suffit d'avoir une cathode sphérique dont l'électrode soit enveloppée par un tube de cristal qui touche la sphère métallique pour voir sur celui-ci la fluorescence due aux rayons enroulés; elle est limitée à un espace d'autant plus petit que le champ magnétique est plus puissant, ce qui se comprend *a priori*; avec les tubes à écran diamétral que M. Broca a fait construire il y a quelques années, on suit les phénomènes en détail.

M. PELLAT fait remarquer que personne n'a pu expliquer, par les lois antérieurement connues, le phénomène fondamental qu'il a rappelé tout à l'heure et qu'il croit cette explication impossible: ce phénomène montre de la façon la plus frappante une action non encore signalée.

Nouveau microphone, M Tariel.

La nouveauté de ce microphone réside dans une nouvelle fragmentation des agglomérés de charbon, ou corps similaires.

Par cette nouvelle fragmentation on obtient des *pellicules* de charbon. L'auteur entend par *pellicules* des fragments d'une épaisseur de $1/10$ et demi à $2/10$ de millimètre (et plus) et d'une hauteur et d'une largeur supérieures à 1 mm.

Pour obtenir ces pellicules il suffit de prendre des lames de charbon de l'épaisseur voulue, qui soient parfaitement planes et lisses; de les bri-

ser à la main et de les passer dans un crible, dont les mailles laisseront tomber les particules inférieures à 1 mm.

Le reste de l'appareil microphonique est disposé de la façon suivante: 1° une électrode mobile constituée par une lame de charbon de la même épaisseur que les pellicules et où vient aboutir un des fils de la ligne téléphonique;

2° Une électrode fixe composée d'un bloc de charbon ajouré dans lequel viennent se placer les pellicules. Cette électrode repose sur une lame mince de charbon, où vient aboutir l'autre fil de la ligne téléphonique.

La distance qui sépare les deux électrodes est exactement de $1/10$ de millimètre. Le tout est solidement fixé dans une cuvette en ébonite.

Cette combinaison permet de réaliser les avantages suivants:

I. Grande sensibilité de l'appareil à cause de la présence de surfaces planes, légères, présentant de nombreux points de contact.

II. Diminution de la surface vivante et suppression des corps isolants entre les deux électrodes (feutre, laine, papier, gutta-percha, etc.) corps qui alourdissent les vibrations.

III. Suppression de la polarisation entre les corpuscules de charbon, si fréquente dans les appareils microphoniques à grenaille.

IV. L'appareil ne peut se bloquer, suivant l'expression consacrée à cause de la dimension des pellicules, dimension supérieure à l'intervalle qui sépare les deux électrodes.

V. Diminution des arcs voltaïques.

En résumé, avec ce système, on peut construire un microphone plus petit, plus léger, et dont la sensibilité est égale, sinon supérieure à celle des autres.

En combinant, avec ce microphone, un petit récepteur, dont l'extrémité s'introduit dans le conduit auditif, on a un appareil microtéléphonique complet du poids de 27 gr, se fixant à l'oreille au moyen d'un léger ressort, et susceptible de rendre de nombreux services.

Le Gérant : CH. COINTE.

TABLE MÉTHODIQUE DES MATIÈRES

ÉLECTRICITÉ ET MAGNÉTISME

Théories et Généralités.

Action des champs magnétiques sur les substances phosphorescentes. — <i>C. Gutton</i>	115	Pouvoir d'émission et conductivité électrique des alliages métalliques. — <i>H. Rubens</i> et <i>E. Hagen</i>	199
Aspect des étincelles données avec un interrupteur Wehnelt par le secondaire de la bobine à la fermeture et à l'ouverture du courant primaire. — <i>H. Gagnière</i>	116	Capacité électrostatique des tubes remplis de gaz raréfiés. — <i>Afunassief</i> et <i>Lopouchine</i>	200
Propriétés et applications du sélénium. — <i>W.-J. Hammer</i>	158	Induction moléculaire. — <i>T. Gross</i>	400
Phénomènes thermiques présentés par l'organe électrique de Torpedo. — <i>J. Bernstein</i> et <i>A. Tschermak</i>	194	Conduction d'électricité à travers les flammes. — Sur la décharge électrique dans les gaz raréfiés. — <i>Villard (P.)</i>	507
L'expérience des réseaux de Hertz, dans la région du spectre visible. — <i>F. Braun</i>	194	<i>H. Starke</i>	XXVI
Différents régimes de l'étincelle fractionnée par soufflage. — <i>Lemoine</i> et <i>Chapeau</i>	198	Polarisation des rayons thermiques à grande longueur d'onde traversant les réseaux de fils. — <i>Dubois</i> et <i>Rubens</i>	XXVIII
		Ionisation sous l'action des chocs d'ions positifs. — <i>J. Stark</i>	XXX

Radio-activité.

La radioactivité de la matière. — <i>J. Becquerel</i>	5, 161	La transformation chimique qui engendre la radio-activité. — <i>Rutherford</i> et <i>Soddy</i>	490
Dégagement de chaleur du radium. — <i>J. Precht</i>	195	Spectre du radium.	XXXIV
Analogie entre la radioactivité et les phénomènes présentés par l'ozone. — <i>Richarz</i> et <i>Schenck</i>	200	Action photographique des rayons du radium.	LVIII
Sur la disparition de la radioactivité induite par le radium sur les corps solides. — <i>Curie (P.)</i> et <i>Danne (J.)</i>	345	Action du radium sur les sels de mercure.	LXXI
		Propriétés thérapeutiques du radium.	LXXII
		Effets de la concentration du radium sur la radio-activité.	CXXVII

Oscillations hertziennes.

Sur la décharge disruptive à très haute tension. — <i>M.-J. de Kowalski</i>	79	Note sur un détecteur d'ondes hertziennes à champs Ferraris. — <i>Ricardo Arno</i>	410
Sur la valeur de l'énergie mise en jeu dans une antenne réceptrice à différentes distances. — <i>C. Tissot</i>	392	Un nouveau détecteur pour ondes électriques. — <i>L. Heathcote Walter</i>	449
		Action des oscillations hertziennes sur des sources de lumière peu intenses. — <i>C. Gutton</i>	474

Magnétisme.

Perméabilité de la limaille de fer.	XXXIV	de l'hystérésis magnétique. — <i>Ch. Maurain</i>	394
Loi générale de la magnétofriction. — <i>H. Pellat</i>	152		
Etude et comparaison des procédés de réduction			

Divers.

Traitement des maladies par les rayons ultra-violet. — <i>W.-J. Hammer</i>	119
--	-----

APPLICATIONS

Génération et Transformation de l'énergie électrique.

MACHINES MOTRICES. — Nouvelle turbine à vapeur.	143	Notes sur les diagrammes des moteurs asynchrones.	
Sur les moteurs d'automobiles. — <i>Arnoux</i>	503	<i>L. Bréguet</i>	281
Le prix des stations centrales hydrauliques.	II	La construction des alternateurs à Preston. —	
Moteurs à gaz de hauts fourneaux à Ilseder	II	<i>E. Guarini</i>	292
Machine verticale à vapeur	XXXI	La construction des machines électriques en 1903.	
Nouvelle application des hydrocarbures de densité		— <i>J. Lœwy</i>	295
élevée à l'alimentation des moteurs légers		Etude théorique sur les moteurs monophasés à col-	
d'automobile	XXXI	lecteurs. — <i>Th. Lehmann</i>	321, 370, 420
La production du gaz pour les machines à gaz	XXXVII	Théorie du moteur série compensé. — <i>Osnos</i>	377
Magnéto d'allumage Albion pour moteur à		Le diagramme du moteur série compensé. — <i>Osnos</i>	382
pétrole	LXII	La construction pratique des alternateurs au point	
Génératrice à vapeur Field	XCVIII	de vue économique. — <i>W.-L. Waters</i>	395
Application des turbines à la propulsion des		Régulateur de tension pour alternateurs. —	
navires. — <i>A. Rateau</i>	XCVIII	<i>P. Dupuy</i>	415
Turbines à vapeur puissantes	CX	Le diagramme de fonctionnement des moteurs asyn-	
Turbine à vapeur Siemens	CX	chrones groupés en cascade. — <i>P. Muller</i>	423
Forces hydrauliques du Tessin.	CXXXIV	Sur quelques applications des dynamos en série.	
L'énergie électrique obtenue directement de la		— <i>O. Corbino</i>	425
houille, par Sorel.	CXXXIV	Sur la production de courants purement sinusoï-	
MOTEURS, DYNAMOS, ALTERNATEURS. — Les moteurs		daux. — <i>Rudenberg</i>	453
monophasés à collecteur et leur réglage.		Base théorique pour la prédétermination des carac-	
— <i>Eichberg</i>	26	téristiques en charge d'un alternateur. —	
Détermination du diamètre d'alésage d'un moteur		<i>Torda-Heymann</i>	459
asynchrone. — <i>H.-M. Hobart</i>	99	Sur les courants de Foucault. — <i>F. Niethammer</i>	462
Les turbo-dynamos. — <i>F. Niethammer</i>	135	Diagramme général des courants alternatifs. —	
Marche en parallèle et groupement indépendant des		<i>F. Niethammer</i>	481
unités et des stations centrales. — <i>P. Jun-</i>		Note supplémentaire sur les diagrammes des mo-	
<i>kersfeld</i>	152	teurs asynchrones. — <i>L. Bréguet</i>	488
Application du diagramme du cercle aux généra-		Diminution du frottement sur les collecteurs. —	
teurs à courant alternatif. — <i>J. Puluj</i>	174	<i>C.-H. Ingalls</i>	XXI
Sur la théorie du moteur à répulsion. — <i>C.-P. Stein-</i>		Turbo-unités Westinghouse-Parsons de 5 000 kilo-	
<i>metz</i>	191	watts.	XXXVIII
Sur les générateurs à double courant. — <i>L. Waters</i>	193	Sur les générateurs à double courant. — <i>Waters</i>	LXXII
Le rendement du moteur synchrone et l'influence		Contribution à l'étude des machines synchrones.	LXXIV
de la forme des courbes sur ce dernier. —		Courbes de puissance d'un courant alternatif. —	
<i>L. Bloch</i>	195	<i>W.-J. Berry</i>	LXXIV
Sur la réalisation d'un champ électrostatique tour-		Régulation des moteurs électriques	CX
nant de haute tension. — <i>C.-E. Guye et</i>		Réglage de la tension des dynamos.	CX
<i>P. Denso</i>	201	Alliage pour métal antifriction et balais de dynamos.	CXXXIV
Nouveau dispositif de mise en marche et de change-		TRANSFORMATEURS. — La pulsation du courant con-	
ment de marche pour électromoteurs. —		tinu produit par les convertisseurs tour-	
<i>J. Reyval</i>	211	nants. — <i>R. Elsässer</i>	215
Le diagramme du cercle pour la marche au delà du		Les redresseurs de courant alternatif. — <i>C.-F.</i>	
synchronisme. — <i>P. Muller</i>	223	<i>Burgess</i>	LXXXVI
Dispersion magnétique dans les moteurs asyn-		ACCUMULATEURS. — Accumulateurs et piles : amé-	
chrones. — <i>C.-F. Guilbert</i>	241, 331	lioration apportée aux accumulateurs et	
Théorie du moteur à répulsion d'Atkinson. —		aux appareils servant à leur fabrication. —	
<i>Osnos</i>	253	<i>Edison</i>	75
Choix de la vitesse des moteurs électriques à cou-		Connexion souple pour éléments. — <i>Patrik Ken-</i>	
rants continu ou alternatif, suivant la na-		<i>nedy</i>	113
ture du courant adopté. — <i>H.-M. Hobart</i>	271		

Elément galvanique à électrodes cylindriques. — <i>W. Suse</i>	114	Sur les accumulateurs alcalins. — <i>O. Schmidt</i>	xiv
A propos de la note de M. Tommasi sur l'influence de la lumière sur la formation des accumulateurs au plomb. — <i>M.-V. Schoop</i>	167	Les accumulateurs dans les petites stations. — <i>H.-S. Waring</i>	L
Accumulateurs ou éléments galvaniques. — <i>Folkmar, Winters, Pedrazzi Tweedy, Heym, Schœnmehl, Roger Lord, Chamberlain, Tudor, Clark</i>	317	Élément électrolytique à électrode d'aluminium.	LXXVIII
Perfectionnements aux accumulateurs. — <i>Chamberlain</i>	337	Couplage d'éléments pour obtenir le courant maximum. — <i>D^r K.-E. Guthe</i>	CXXXIX
Séparateur pour accumulateur. — <i>F. Clark</i>	338	Règlement anglais pour les fabriques d'accumulateurs électriques	CXXXIX
Accumulateur. — <i>Gustave K. Hartung</i>	339	USINES GÉNÉRATRICES. — Station centrale de la Yorkshire Electric Power Co	xx
Électrodes impolarisables et courant alternatif. — <i>Warburg</i>	399	L'usine de force de service à l'Exposition de Saint-Louis	XXXVIII
Nouvel élément. — <i>James W. Gladstone</i>	426	Chaudières tubulaires dans les usines de tramways anglaises	XXXVIII
Divers résultats d'expériences sur l'accumulateur Edison pour automobiles.	427	Usine de force sur la Pacific Electric Railway Co	LXXVI
Influence de la lumière sur la rapidité de formation des plaques d'accumulateurs. — <i>G. Rosset</i>	451	Reconstruction de l'usine de Zanesville	LXXVI
Réponse à une critique de M. Schoop. — <i>D. Tommasi</i>	452	Nouvelle usine de force de Cranford	LXXVI
Nouveautés en accumulateurs	500	Développement de l'Allis-Chalmers Co	LXXVI
Nouvel élément primaire	II	Comparaison entre les machines à gaz et à vapeur pour les stations centrales. — <i>Mc. Cartty</i>	XCVIII
		La centrale de Walthamstow	CXXII
		L'usine électrique de Saint-Ouen	CXLVI

Transmission et Distribution.

SYSTÈME, CANALISATIONS, APPAREILLAGES. — Note sur un disjoncteur à action différée. — <i>M. Brill</i>	10	Les disjoncteurs commandés à distance. — <i>Lidensbruth (Fr.) et Forster (O.)</i>	410
Une méthode analytique et graphique pour le calcul des réseaux fermés. — <i>P.-M. Verhoëckx</i>	81	Disjoncteur automatique « A. Périé de Saint-André » pour lignes à haute tension	499
	121	lisations souterraines	XXXII
Pertes dans le cuivre et capacité d'utilisation des génératrices à double courant. — <i>Horschitz</i>	101	Sur l'emploi de la terre comme retour dans les transports de force	L
Quelques causes des élévations de tension dans les installations à haute tension. — <i>G. Benischke</i>	105	Régulateur de feeder	L
Notes sur certains systèmes à trois fils. — <i>Ch.-T. Morman</i>	144	Interrupteur à haute fréquence. — <i>Murphy</i>	LXXVI
Mesure des fuites ou de la résistance d'isolement d'une ligne de transmission. — <i>F. Fowle</i>	185	Interrupteur de circuit à huile pour voiture	LXXVIII
L'équivalent de résistances de self-inductions et de capacités mises en parallèles. — <i>E. Mülendorff</i>	188	La terre comme conducteur de retour	CIV
Détermination par le calcul de la capacité des conducteurs aériens et des câbles. — <i>Lichtenstein</i>	226	Localisation des défauts dans les feeders	CXII
La protection des canalisations électriques. — <i>G. Sattler</i>	276	La protection et la sécurité des lignes aériennes	CXII
Sur le degré d'inflammabilité des conducteurs souples sous caoutchouc et leur inflammation par le courant électrique. — <i>Herzog et Feldmann</i>	390	Nouvel isolateur Hénin	CXII
Appareil d'épreuve d'isolement J. Bott, pour cana-		Transport de force à haute tension avec retour par la terre. — <i>Thury</i>	CXXXIV
		INSTALLATIONS. — La sous-station volante de Sheffield	279
		Les nouvelles installations du Niagara	II
		Transport de force à haute tension en Amérique	XIX
		La distribution de l'électricité dans le Royaume-Uni	XXXII
		La transmission de l'électricité à Bacou	XL
		Transport d'énergie d'Amiens à Longueau	XLII
		Le transport d'énergie de Shawinigan	L
		Installation électrique des hauts fourneaux de la Société « Elba »	CXXII
		Banc de stiage transportable avec électromoteur	CXXVI

Applications mécaniques.

Note sur quelques installations électriques minières. — <i>E. Guarini</i>	14, 57	Commande électrique des ateliers des chemins de fer impériaux de Linz.— <i>R. Dub</i> et <i>E. Suchy</i>	21
Applications de l'électricité dans un chantier de constructions navales. — <i>J. Reyval</i>	168	L'électricité dans les mines	XIX
		L'électricité dans les fonderies	CXXXIV

Traction et Propulsion.

Notes sur les chemins de fer à traction électrique de l'Italie septentrionale. — <i>F. Koromzay</i>	52	Amélioration dans l'équipement de force du réseau. <i>Cleveland</i> et <i>Southwestern</i>	XLVII
Traction électrique par courant monophasé pour chemins de fer à voie normale. — <i>S. Herzog</i>	92, 129	Équipement électrique du Lancashire Railway	XLVIII
Système de traction électrique interurbaine. — <i>P.-M. Lincoln</i>	109	Sur l'énergie nécessaire au fonctionnement d'une voiture de tramway électrique.	LIV
Système mixte de traction électrique sur chemin de fer	149	Tramway électrique interurbain dans l'ouest de New-York.	LVI
La puissance des moteurs dans les exploitations de traction. — <i>P. Müller</i>	238	Signaux électriques d'alarme pour voies ferrées.	LXII
Sur une prise de terre constituée par les rails de chemin de fer. — <i>A. Frey</i>	391	Système de signaux pour chemin de fer électri- que	LXVI
Traction électrique triphasée sur chemins de fer	435	Le Great Northern and City Railway	LXVI
Block-System pour chemins de fer électriques.	436	Chemin de fer électrique de San-Francisco-Oak- land	LXVI
Le chemin de fer entre Liverpool et Southport	437	Système de signaux électriques automatiques pour tramways	LXVIII
Les locomotives industrielles à accumulateurs. — <i>F. Sessions</i>	439	Comparaison entre les tramways à courant continu et les tramways à monophasé	LXXVIII
Etude sur les chemins de fer à grande vitesse. — <i>A.-N. Armstrong</i>	476	Tramways électriques dans l'Ohio.	LXXIX
Statistique des installations américaines de tram- ways. — <i>C.-H. Ingalls</i>	XVIII	Voitures convertibles à Toronto	LXXIX
Installations du Norths Eastern Railway	XVIII	Nouvel équipement pour la ligne Milan-Gallarate	LXXIX
Système mixte de traction avec accumulateurs. — <i>Stewart</i>	XVIII	Voitures convertibles pour l'Afrique du Sud.	LXXIX
Traction à unités multiples sur les numéros 1 et 3 du métropolitain de Paris	XXXII	Lubrification pour tramways. — <i>Fowler</i>	LXXIX
Dispositif de sécurité adopté par le chemin de fer élevé et souterrain de Berlin	XXXIII	Rainure de goupilles à l'emplacement des roues.	LXXIX
Usine de force de l'Interborough Rapid Transit Co de New-York	XXXVIII	Système Westinghouse de tramway monophasé.	LXXIX
Réseau de traction Indianapolis et Northwestern	XLIV	Équipement de la division de Liverpool du railway Lancashire et Yorkshire.	LXXX
Développement interurbain dans l'Indiana en 1903.	XLIV	Le Mendelbahn.	LXXX
L'effet des arrêts fréquents sur les lignes de tram- ways à grande vitesse. — <i>A.-H. Arms- trong</i>	XLV	Tramways de Dunedin (Nouvelle-Zélande).	LXXX
Équipement électrique du Northshore Railroad près de San Francisco.	XLV	Améliorations dans la traction électrique à Phila- delphie. — <i>C.-B. Voynow</i>	LXXX
Une locomotive électrique de mine.	XLVI	Train à corridor continu	LXXXI
Réseau interurbain <i>Conneaut</i> et <i>Erie</i>	XLVI	Frein de voie électromagnétique.	LXXXI
Réseau des tramways électriques de Vienne	XLVII	Sur les lignes de chemin de fer adaptées à la trac- tion électrique.	LXXXII
Nouveau sabot à troisième sur l'élevé de Boston.	XLVII	Roues à bandes d'acier sur le réseau du Boston Elevated Railway	LXXXIV
Système de frein à air à magasin à Saint-Louis.	XLVII	Appareil servant à replacer le trôlet.	LXXXIV
		Nouveau système de traction électrique	LXXXIII
		La traction électrique par courants alternatifs	CVII
		L'écissage électrique des rails.— <i>W.-E. Harrington</i>	CXII
		Automobilisme	CXIV
		Un nouveau système de traction électrique	CXXVI
		La traction électrique en Allemagne	CXXXVI

Télégraphie et Téléphonie.

Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil. — <i>Vasilescu Karpen</i>	23	Sur les transmetteurs de télégraphie sans fil. — <i>L. de Forest</i>	148
--	----	---	-----

Nouveau récepteur de télégraphie sans fil. — <i>Plecher</i>	279	Emploi d'une nouvelle gutta pour la fabrication des câbles télégraphiques	XLIII
Le télégraphe imprimeur Steljes. — <i>Lindow</i>	311	La télégraphie sans fil en Italie.	XLIII
Sur les plus récents câbles téléphoniques sous-marins. — <i>Breisig</i>	347	Nouveau dispositif téléphonique.	XLIV
Les théories de la télégraphie sans fil. — <i>G. Ferrié</i>	361	Téléphones pour tramways.	XLIV
Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil. — <i>Vasilescu Karpen</i>	476	Communications téléphoniques pour tramways	LXXVIII
Nouveau microphone. — <i>Tariel</i>	509	L'avenir du téléphone en Angleterre	LXXXIII
Nouveau bureau central téléphonique à Budapesth.	IV	Nouveau cohéreur de télégraphie sans fil	LXXXVI
Le réseau des câbles sous-marins du monde	XX	Téléphonie	LXXXVI
La téléphonie en Grande-Bretagne	XLIII	Le service téléphonique à Baltimore	LXXXVI
		L'isophone	CXV
		Télégraphie sans fil	CXLVI

Applications thermiques.

Four électrique Tone.	XC	rochimiques dans le four électrique. —	
Un thermostat électrique.	XC	<i>E. Rasch</i>	CXII
Nouvelle méthode pour produire les réactions py-		Rendement des fours électriques. — <i>J.-W. Richards</i>	CXII

Éclairage électrique.

Installations et réseaux d'énergie électrique de l'Est-Lumière — <i>P. Dupuy</i>	41	Nouvelle lampe à vapeur de mercure.	LVIII
Sur le maximum relatif de production de lumière en un point avec les lampes à arc à courant continu. — <i>Richter</i>	302	Régulateur pour lampe à vapeur métallique.	LXIV
Sur la relation entre l'intensité lumineuse et la température. — <i>H. Eisler</i>	305	Sur la durée des lampes à incandescence	LXIV
Sur l'arc électrique entre conducteurs de la seconde classe. — <i>Czudnochowski</i>	431	Sur la diminution de puissance lumineuse des lampes à incandescence à filament de carbone et la régénération d'anciennes lampes. — <i>S. Strauss</i>	LXXVIII
Perfectionnements apportés à l'art de l'éclairage. — <i>W. Wedding</i>	XXVI	Lanterne d'avant combinée.	LXXVIII
Eclairage au gaz.	LII	Nouveautés dans la fabrication des lampes à incandescence.	CXV
Une nouvelle méthode photométrique	LVI	Fabrication des manchons incandescents. — <i>Smith et Mollard</i>	CXL

Électrochimie et Électrometallurgie.

Améliorations aux appareils électrolytiques. — <i>H. Benjamin Ford</i>	427	Sur la destruction des conduites par l'électrolyse	CIII
Production des nitrites par réduction électrolytique. — <i>J.-W. Muller</i>	431	Electrochimie	CXIV
Production des nitrites par réduction électrolytique des nitrates. — <i>Muller et Weber</i>	431	Production électrolytique de peroxyde de plomb pour formation. — <i>Planté</i>	CXXXIX
Production directe de l'électricité au moyen du charbon.	XVI	Récents développements électrochimiques. Stérilisation de l'eau par l'ozone.	CXL
Production électrolytique de calcium métallique.	XLVIII	Production électrolytique d'hydroxydes et d'oxydes.	CXLI
Soudure de l'aluminium.	LII	Procédé Johnson d'électro-déposition des métaux.	CXLVI
Redresseur électrolytique. — <i>Churcher</i>	LII	L'industrie de l'aluminium et des alcalis électrolytiques en Europe. — <i>J.-B. Kershaw</i>	CXLVIII
Procédé Cowper-Coles pour la soudure de l'aluminium	LXVIII	Fabrication électrique du sodium	CXLVIII
Synthèse électrochimique de l'acide cyanhydrique. — <i>J. Gruszkiewicz</i>	CXIII	Fabrication du silicium. — <i>Ch. Homan</i>	CXLVIII
		Raffinage du nickel et fabrication de l'aluminium	CL
		Electrometallurgie de l'étain	CL

Généralités et Divers.

Nouveau parafoudre à bobine avec souffleur magnétique d'étincelles.	108	Production directe de l'électricité par le combustible	144
Nouveau système de pompes centrifuges à grande élévation. — <i>Jean Rey</i>	118	La valeur économique de l'instruction technique. <i>J.-M. Dodge</i>	151

Sur les résultats d'exploitation du City and South London Railway. — <i>Mac-Mahon</i>	192	La stérilisation électrique des eaux à Nice	LXXXIII
Sur les frais de production du courant. — <i>J. Fox</i>	197	Le télégraphe	LXXXIII
Sur une nouvelle méthode d'étude des corps liquides employés pour le graissage. — <i>K. Wilkens</i>	354	La force hydraulique en Grande-Bretagne	LXXXIV
Sur un appareil transmetteur et un appareil récepteur destinés à la transmission à distance des photographies. — <i>A. Korn</i>	464	Fortes charrues à Détroit.	LXXXIV
Appareil récepteur pour téléautographie et transmission des gravures en demi-ton. — <i>A. Korn</i>	469	Signaux d'alarme pour bateaux.	XC
Tarification du courant électrique	VII	Fixation de l'azote de l'atmosphère.	XCI
Statistique de l'industrie électrique aux États-Unis.	VIII	Aiguillage magnétique	XCI
L'industrie du mica	XIV	Huile pour la lubrification des moteurs à Utica (New-York).	XCIH
Couverture électrique. — <i>Foglesong</i>	XIX	Influence électrostatique des taches solaires sur les substances explosives.	CVII
La synthèse industrielle de l'alcool.	XXVI	Nouvelle sonnerie électrique. — <i>H.-E. Day</i>	CVII
Prix de 15 000 fr pour transport de force électrique sans fil à l'Exposition de Saint-Louis.	XXXVIII	Gazogène Crossley et Rugby.	CVIII
A la mémoire de Galileo Ferraris	LV	Sur l'élasticité des métaux	CVIII
Appareil Lake pour le réglage électro-automatique du potentiel.	LV	Électricité agricole.	CVIII
Distribution de gaz sous haute pression.	LV	Vérificateur Sangamo	CXX
Systèmes de pendules de Foucault électriques. — <i>Adams</i>	LXX	Fer à souder à chauffage électrique	CXLI
Le chauffage par stations centrales. — <i>W.-H. Schott</i>	LXIX	Progrès réalisés dans l'emploi du four électrique en métallurgie	CLI
Le système métrique en Angleterre	LXXI	Le volophone	CXXVI
Résistance en charbon	LXXI	Les courants telluriques	CXXVIII
L'énergie disponible des cours d'eau italiens.	LXXXII	Transmission de la chaleur à travers les parois des chaudières.	CXXVIII
		Les moteurs à gaz dans un service d'incendie à haute pression	CXXIX
		Chauffeur automatique Vicars.	CXXXI
		Rendement de la soupape Nodon	CLI
		Un institut électromédical modèle	CLI

MESURES

Stato-voltmètre. — <i>M.-V. Crémieu</i>	24	Wattmètre intégrateur. — <i>Ferranti</i>	IV
Sur l'exactitude et l'arrangement des appareils à résonance Hartmann et Braun. — <i>Hartmann Kemof</i>	72	Sur un système d'amortisseur barbelé. — <i>Favé et Carpentier</i>	472
Potentiomètre à lecture directe pour recherches thermo-électriques.	340	Fluxmètre. — <i>E. Grassot</i>	475
L'indicateur de chauffe de Kilroy.	341	Photomètre Symmance et Abbady.	506
		Étalonnage des équipements. — <i>E.-C. Flynor</i>	LXXXI
		Essais de voitures électriques à Saint-Louis	LXXXII

SOCIÉTÉS SAVANTES, CONGRÈS, EXPOSITIONS

Sociétés savantes, techniques et industrielles.

ACADÉMIE DES SCIENCES. — Séance du 15 février : Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil. — <i>Vasilescu Karpen</i>	23	Séance du 14 mars : Sur la disparition de la radio-activité induite par le radium sur les corps solides. — <i>MM. Curie et Danne</i>	345
Stato-voltmètre. — <i>M.-V. Crémieu</i>	24	Sur la valeur de l'énergie mise en jeu dans une antenne réceptrice à différentes distances. — <i>C. Tissot</i>	392
Séance du 22 février : Sur la décharge des ruptures à très haute tension. — <i>J. de Kowalski</i>	79	Séance du 23 mars 1904 : Étude et comparaison des procédés de réduction de l'hystérésis magnétique. — <i>Ch. Maurain</i>	394
Séance du 29 février : Action des champs magnétiques sur les substances phosphorescentes. — <i>C. Gutton</i>	115	Séance du 18 avril 1904 : Sur un système d'amortisseur barbelé. — <i>Favé et Carpentier</i>	472
Aspect des étincelles données avec un interrupteur Wehnelt. — <i>M. Gagnière</i>	116	Action des oscillations hertziennes sur des sources de lumière peu intenses. — <i>C. Gutton</i>	474
Séance du 7 mars : Loi générale de la magnétrofriction. — <i>H. Pellat</i>	152		
Différents régimes de l'étincelle fractionnée par soufflage magnétique. — <i>Lemoine et Chapeau</i>	198		

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE. — 4 mars 1904 :		NORTHWESTERN ELECTRICAL ASSOCIATION. — Sur les	
Notes de MM. Vasilescu-Karpen, Pellat et		générateurs à double courant. — <i>L. Walters</i>	193
Crémieu	117-118		
Fluxmètre. — <i>E. Grassot</i>	475	ACADÉMIE DES SCIENCES DE BERLIN. — Phénomènes	
Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil.		thermiques présentés par l'organe élec-	
— <i>Vasilescu Karpen</i>	476	trique de la torpille. — <i>J. Bernstein et</i>	
Sur les moteurs d'automobiles. — <i>Arnoux</i>	503	<i>A. Tchernak</i>	191
Photomètre Symmance	506	Expériences des réseaux de Hertz. — <i>Braun</i>	194
Sur la décharge électrique dans les gaz raré-		Analogie entre la radio-activité et les phéno-	
fiés. — <i>Villard (P.)</i>	507	mènes présentés par l'ozone. — <i>Richarz</i>	
Nouveau microphone. — <i>Tariel</i>	509	et <i>Schencke</i>	200
SOCIÉTÉ D'ENCOURAGEMENT POUR L'INDUSTRIE NATIONALE. — Nouveau système de pompes centrifuges à grande élévation. — <i>J. Rey</i>	118	SOCIÉTÉ ALLEMANDE DE PHYSIQUE. — Dégagement de chaleur du radium. — <i>J. Precht</i>	195
AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS. — Traitement des maladies par les rayons ultra-violet. — <i>W.-J. Hammer</i>	119	Pouvoir d'émission et conductivité électrique des alliages métalliques. — <i>H. Rubens et E. Hagen</i>	199
Marche en parallèle et groupement indépendant des unités et des stations centrales. — <i>P. Junkersfeld</i>	152	Electrodes impolarisables et courant continu. — <i>E. Warburg et Strasser</i>	399
Propriétés et applications du sélénium. — <i>C.-P. Steinmetz</i>	159	Induction moléculaire. — <i>T. Gross</i>	400
Sur la théorie du moteur à répulsion. — <i>W.-J. Hammer</i>	191	ELECTROTECHNISCHER VEREIN. — Les moteurs monophasés à collecteur et leur réglage. — <i>Eichberg</i>	26
La construction pratique des alternateurs au point de vue économique. — <i>W.-I. Walters</i>	395	Janvier :	
Les locomotives industrielles à accumulateurs. — <i>F. Sessions</i>	439	Sur les plus récents câbles téléphoniques sous-marins. — <i>Breisig</i>	347
Etude sur les chemins de fer à grande vitesse. — <i>Armstrong</i>	476	Février :	
INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS. — Sur les résultats d'exploitation du City and South London Railway. — <i>Mac-Mahon</i>	192	Sur une nouvelle méthode d'étude des corps liquides employés pour le graissage. — <i>Wilkens</i>	354
CLEVELAND INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS. — Sur les frais de production du courant. — <i>J. For</i>	197	ELECTROTECHNISCHE GESELLSCHAFT FRANKFORT. — Le rendement du moteur synchrone et l'influence des courbes sur ce dernier. — <i>L. Bloch</i>	195
		SOCIÉTÉ DE PHYSIQUE ET CHIMIE RUSSE. — Capacité électrostatique des tubes remplis de gaz raréfiés. — <i>Afanassief et Lopouchine</i>	200

Expositions, Congrès, Laboratoires.

L'exposition de la Société française de physique. — <i>A. Becq</i>	335
Congrès international des Electriciens à Saint-Louis.	LXXXIV
Assemblée annuelle de la Saint-Louis Rapid Transit Co	LXXXIV

Bibliographie et Brevets.

L'électricité dans les mines. — <i>Emile Guarini</i>	xi	Manipulations et études électrotechniques. — <i>L. Barbillion</i>	xxxvi
Traité théorique et pratique des moteurs à gaz et à pétrole. — <i>Aimé Witz</i>	xxiii	La machine dynamo à courant continu. — <i>E. Arnold</i>	lx
La technique des courants alternatifs. — <i>G. Sartori</i>	xxiii	Les entreprises de distribution d'énergie électrique. — <i>R. Sée</i>	lx
La localisation des défauts dans les conducteurs. — <i>Ch. Raphaël</i>	xxiii	Carl Auton Bjerkness	lx
Eclairage : Huile, alcool, gaz, électricité. — <i>Galine et Saint-Paul</i>	xxiii	Traité élémentaire de télégraphie sans fil. — Capitaine <i>P. Ducretet</i>	xcv
L'air liquide. — <i>G. Claude</i>	xxiii	Leçons sur l'électricité. — <i>Eric Gérard</i>	xcv
Autorisation et concession administratives pour l'occupation des voies publiques. — <i>P. Bougault</i>	xxiv	Manuel pratique pour l'ouvrier electricien. — <i>G. Marchi</i>	xcvi
Théorie des cycles moteurs. — <i>A. Larivière</i>	xxiv	La téléphonie. — <i>Adolfo Jengo</i>	xcvi
Notes présentées par le docteur O. Corbiveau au Congrès de Palerme.	xxiv	Théorie moderne des phénomènes physiques. — <i>Augusto Righi</i>	xcvi
Die Europa! Die Amerika! — <i>J.-H. West</i>	xxiv	Le Radium. — <i>G.-H. Niewenglowski</i>	xcvi
Tramways électriques (notes économiques). — <i>W.-C. Gotshall</i>	xxiv	La canalisation électrique. — <i>R. Wittebolle</i>	cviii
Technologie de la chaleur. — <i>Rinaldo Ferrini</i>	xxiv	Etude sur les résonances dans les réseaux de distribution par courants alternatifs. — <i>G. Chevrier</i>	cxlii
Travaux de Galileo Ferraris	xxiv	Courants alternatifs. — <i>Attilio Marro</i>	clv
Electrische Bahnen.	xxxvi	La télégraphie sans fil. — <i>A. Broca</i>	clv
		Index bibliographique	cxlii
		Brevets	xxi, xxxiv, lix, lxxii, xciv, cviii, clii

TABLE DES NOMS D'AUTEURS

A

- ABBADY. — Voir *Symance*.
 ADAMS (E. K.). — Systèmes de pendules de Foucault électriques LXX
 AFANASSIEF et LOPOUCHINE. — Capacité électrostatique des tubes remplis de gaz raréfiés. 200
 ARMSTRONG (A. H.). — L'effet des arrêts fréquents sur les lignes de tramways à grande vitesse. XLV
 ARMSTRONG (A.-N.). — Etude sur les chemins de fer à grande vitesse. 476
 ARNO (Ricardo). — Note sur un détecteur d'ondes hertziennes à champ Ferraris. 410
 ARNOUX. — Sur les moteurs d'automobiles. 503

B

- BECC (A.). — L'exposition de la Société française de physique. 335
 BECQUEREL (J.). — La radioactivité de la matière. 5, 161
 BENISCHKE (G.). — Quelques causes des élévations de tension dans les installations à haute tension. 105
 BERNSTEIN (J.) et TSCHERMAK (A.). — Phénomènes thermiques présentés par l'organe électrique de la torpille 194
 BERRY (W.-J.). — Courbe de puissance d'un courant alternatif. LXXIV
 BLOCH (L.). — Le rendement du moteur synchrone et l'influence de la forme des courbes sur ce dernier 195
 BOTT (R.-J.). — Appareil d'épreuve d'isolement pour canalisations souterraines XXXII
 BRAUN (F.). — L'expérience des réseaux de Hertz dans la région du spectre visible. 194
 BREGUET (L.). — Notes sur les diagrammes des moteurs asynchrones. 281
 BRÉGUET (L.). — Note supplémentaire sur les diagrammes des moteurs asynchrones. 488
 BREISIG. — Sur les plus récents câbles téléphoniques sous-marins. 347
 BRULL (M.). — Note sur un disjoncteur à action différée. 10
 BURGESS (C.-F.). — Les redresseurs de courant alternatif. LXXXVI

C

- CARPENTIER. — Voir *Favé*.
 CARTY (M.). — Comparaison entre les machines à gaz et à vapeur pour stations centrales. XCVIII
 CHAMBERLAIN. — Perfectionnements aux accumulateurs. 337
 CHAPEAU. — Voir *Lemoine*.
 CLARK (F.). — Séparateur pour accumulateurs. 338
 CORBINO (O.). — Sur quelques applications des propriétés des dynamos en série 425
 CRÉMIEU (M.-V.). — Stato-voltmètre 24
 CURIE (P.) et DANNE (J.). — Sur le radium. 345
 CZUDNOCHOWSKI. — Sur l'arc électrique entre conducteurs de la seconde classe. 131
 DANNE (J.). — Voir *Curie*.

D

- DAY (H.-E.). — Nouvelle sonnerie électrique CXVII
 DENSO (P.). — Voir *Guyé*.
 DODGE (J.-M.). — La valeur économique de l'instruction technique 151
 DUB (R.) et SUCHY (E.). — Commande électrique des ateliers de chemins de fer impériaux de Linz. 21
 DUBOIS (H.) et RUBENS (H.). — Polarisation des rayons thermiques à grande longueur d'onde traversant les réseaux de fils XXVIII
 DUPUY (P.). — Installations et réseaux d'énergie électrique de l'Est-Lumière. 41
 DUPUY (P.). — Régulateur de tension pour alternateurs. 415

E

- EDISON (Thomas). — Accumulateurs et piles : perfectionnements. 75
 EICHBERG. — Les moteurs monophasés à collecteur et leur réglage. 26
 EISLER (Hermann). — Sur la relation entre l'intensité lumineuse et la température. 305
 ELSASSER (R.). — La pulsation du courant continu produit par les convertisseurs tournants 215

F

- FELDMANN. — Voir *Herzog*

FAVÉ et CARPENTIER. — Sur un système d'amortisseur barbelé.	472
FERRANTI. — Wattmètre intégrateur.	VI
FERRIÉ (G.). — Les théories de la télégraphie sans fil.	361
FLYNOR (C.-E.). — Etalonnage des équipements.	LXXXI
FOLKMAR (E.). — Couvercle pour la fermeture d'éléments galvaniques.	317
FORD (H.-B.). — Améliorations aux appareils électrolytiques.	427
FOREST (L. de). — Sur les transmetteurs de télégraphie sans fil.	148
FORSTER (O.). — Voir <i>Lidensbruth</i>	
FOWLE (F.). — Mesure des fuites ou de la résistance d'isolement d'une ligne de transmission.	185
FOWLER (G.-L.). — Lubrification pour tramways.	LXXXIX
FOX (J.). — Sur les frais de production du courant.	197
FREY (A.). — Sur une prise de terre constituée par les rails de chemins de fer.	391

G

GAGNIÈRE. — Sur les étincelles données par l'interrupteur Wehnelt.	116
GLADSTONE (J.-W.). — Nouvel élément.	426
GRASSOT (E.). — Fluxmètre.	475
GROSS (T.). — Induction moléculaire.	400
GRUSZKIEWICZ (J.). — Synthèse électro-chimique de l'acide cyanhydrique.	XCIII
GUARINI (E.). — Notes sur quelques installations électriques minières.	14, 57
GUARINI (E.). — La construction des alternateurs à Preston.	292
GUILBERT (C.-F.-G.). — Dispersion magnétique dans les moteurs asynchrones.	241, 331
GUTHE (K.-E.). — Couplage d'éléments pour obtenir le courant maximum.	CXXXIX
GUTTON (C.). — Action des champs magnétiques sur les substances phosphorescentes.	115
GUTTON (C.). — Action des oscillations hertziennes sur des sources de lumière peu intenses.	474
GUYE (C.-E.) et DENSO (P.). — Sur la réalisation d'un champ électro-statique tournant de haute tension.	201

H

HAGEN (E.). — Voir <i>Rubens</i>	
HAMMER (W.-J.). — Traitement des maladies par les rayons ultra-violet.	119
HAMMER (W.-J.). — Propriétés et applications du sélénium.	158
HARRINGTON (W.-E.). — L'éclissage électrique des rails.	CXII
HARTMANN KEMPE. — Sur l'exactitude de l'arrange-	

ment des appareils à résonance Hartmann et Braun.	72
HARTUNG (K.). — Accumulateur.	339
HEATHCOTE WALTER. — Un nouveau détecteur pour ondes électriques.	449
HERZOG (S.). — Traction électrique par courant monophasé pour chemins de fer à voie normale.	92, 129
HERZOG et FELDMANN. — Sur le degré d'inflammabilité des conducteurs souples sous caoutchouc et leur inflammation par le courant électrique.	390
HEYM (W.). — Batterie de poche.	319
HOBART (H.-M.). — Détermination du diamètre d'alésage d'un moteur asynchrone.	99
HOBART (H.-M.). — Choix de la vitesse des moteurs suivant la nature du courant adopté.	271
HOMAN (Ch.). — Fabrication de silicium.	CXLVIII
HORSCHITZ. — Pertes dans le cuivre et capacité d'utilisation des génératrices à double courant.	101

I

INGALLS (C.-H.). — Statistique des installations américaines de tramways.	XVIII
INGALLS (C.-H.). — Diminution du frottement sur les collecteurs.	XXI

J

JOHNSON. — Procédé d'électro-déposition des métaux.	CXLVI
JUNKERSFELD (P.). — Marche en parallèle et groupement indépendant des unités et des stations centrales.	152

K

KENNEDY (Patrik). — Connexion souple pour éléments.	113
KERSHAW (J.-B.). — L'industrie de l'aluminium et des alcalis électrolytiques en Europe.	CXLVIII
KORN (A.). — Sur un appareil transmetteur et un appareil récepteur destinés à la transmission à distance des photographies.	464
Appareil récepteur pour télégraphie et transmission des gravures en demi-ton.	469
KOROMZAY (F.). — Notes sur les chemins de fer à traction électrique de l'Italie septentrionale.	52
KOWALSKI (J. de). — Sur la décharge disruptive à très haute tension.	79

L

LEHMANN (Th.). — Etude théorique sur les moteurs monophasés à collecteurs.	321, 370, 420
--	---------------

LEMOINE et CHAPEAU. — Différents régimes de l'étincelle fractionnée par soufflage . . .	198
LENGGENHAGER (E.). — Nouveau système de traction électrique . . .	LXXXVIII
LICHTENSTEIN. — Détermination par le calcul de la capacité des conducteurs aériens et des câbles . . .	226
LIDENSBUTH (Fr.) et FORSTER (O.). — Les disjoncteurs commandés à distance. . .	401
LINCOLN (P.-M.). — Système de traction électrique interurbaine. . .	109
LINDOW. — Le télégraphe imprimeur . . .	311
LÉWY (J.). — La construction des machines électriques en 1903 . . .	295
LOPOUCHINE. — Voir <i>Afanassief</i> .	
LORD (Roger). — Élément galvanique . . .	320

M

MAC-MAHON. — Résultats d'exploitation du City and South London Railway. . .	192
MAURAIN (Ch.). — Etude et comparaison des procédés de réduction de l'hystérésis magnétique . . .	394
MILLS (C.-W.). — Signaux électriques d'alarme pour voies ferrées . . .	LXII
MORMAN (Ch.-T.). — Notes sur certains systèmes à trois fils. . .	144
MULLENDORF (E.). — L'équivalent de résistances de self-inductions et de capacités mises en parallèle . . .	188
MULLER (P.). — Le diagramme du cercle pour la marche au delà du synchronisme . . .	223
MULLER (P.). — Le diagramme de fonctionnement des moteurs asynchrones groupés en cascade . . .	423
MULLER. — La puissance des moteurs dans les exploitations de traction . . .	238
MULLER (J.-W.) — Production des nitrites par réduction électrolytique . . .	431
MULLER et WEBER. — Production des nitrites par réduction électrolytique des nitrates . . .	431
MURPHY. — Interrupteur à haute fréquence. . .	LXXVI

N

NIETHAMMER (F.). — Les turbo-dynamos . . .	135
NIETHAMMER (F.). — Sur les courants de Foucault. . .	462
NIETHAMMER (F.). — Diagramme général des courants alternatifs . . .	481

O

OSNOS. — Théorie du Moteur à répulsion d'Atkinson. . .	253
OSNOS. — Théorie du moteur série compensé. . .	377
OSNOS. — Diagramme du moteur série compensé. . .	382

P

PEDRAZZI (J.). — Élément primaire. . .	318
PELLAT (H.). — Loi générale de la magnétotraction. . .	152
PLECHER. — Nouveau récepteur de télégraphie sans fil . . .	279
PRECHT (J.). — Dégagement de chaleur du radium. . .	195
PULUJ (J.). — Application du diagramme du cercle aux générateurs à courant alternatif . . .	174

R

RASCH (E.). — Nouvelle méthode pour produire les réactions pyrochimiques dans le four électrique . . .	XC
RATEAU (A.). — Application des turbines à la propulsion des navires. . .	XCVIII
REY (J.). — Nouveau système de pompes centrifuges à grande élévation . . .	118
REYVAL (J.). — Applications de l'électricité dans un chantier de constructions navales . . .	168
Nouveau dispositif de mise en marche et de changement de marche pour électro-moteurs . . .	211
RICHARDS (J.-W.). — Rendement des fours électriques . . .	XCII
RIGHARZ et SCHENCK. — Analogie entre la radioactivité et les phénomènes présentés par l'ozone . . .	200
RICHTER. — Sur le maximum relatif de production de lumière en un point avec les lampes à arc à courant continu. . .	302
ROSSET (Georges). — A propos de la note de M. Tommasi sur l'action de la lumière sur la formation des plaques des accumulateurs . . .	451
RUBENS (H.) et HAGEN (E.). — Pouvoir d'émission et conductivité électrique des alliages métalliques . . .	199
RUBENS (H.). — Voir <i>Dubois</i> .	
RUDENBERG. — Sur la production de courants purement sinusoïdaux. . .	453
RUTHERFORD et SODDY. — La transformation chimique qui engendre la radioactivité. . .	490

S

SATTLER (G.). — La protection des canalisations électriques . . .	276
SCHENCK. — Voir <i>Richarz</i> .	
SCHMIDT (O.). — Sur les accumulateurs alcalins. . .	XIV
SCHNEIDER. — Forces thermo-électriques dans un fil chauffé . . .	343
SCHÖNMEHL (Charles). — Élément galvanique . . .	320
SCHOOP (M.-V.). — A propos de la note de M. Tommasi sur l'influence de la lumière sur la formation des accumulateurs au plomb . . .	167

SCHOTT (W.-H.). — Le chauffage par stations centrales	LXIX
SESSIONS (F.). — Les locomotives industrielles à accumulateurs	439
SODDY. — Voir <i>Rutherford</i> .	
SOREL. — L'énergie électrique obtenue directement de la houille	CXXIV
STARK (J.). — Ionisation sous l'action des chocs d'ions positifs	XXX
STARKE (H.). — Conduction d'électricité à travers les flammes	XXVI
STEINMETZ (C.-P.). — Sur la théorie du moteur à répulsion	191
STEWART. — Système mixte de traction avec accumulateurs	XVIII
STRAUSS (S.). — Sur la diminution de puissance lumineuse des lampes à incandescence à filament de carbone et la régénération d'anciennes lampes	LXXVIII
SUCHY (E.). — Voir <i>Dub</i> .	
SUSE (W.). — Élément galvanique à électrodes cylindriques	114
SYMMANCE et ABBADY. — Photomètre	506

T

TARIEL. — Nouveau microphone	509
TISSOT (C.). — Sur la valeur de l'énergie mise en jeu dans une antenne réceptrice à différentes distances	392
TOMMASI (D.). — Réponse à une critique de M. Schoop	452
TORDA-HEYMAN. — Base théorique pour la pré-	

détermination des caractéristiques en charge d'un alternateur	459
TSCHERMAK. — Voir <i>Bernstein</i> .	
TUDOR. — Améliorations aux accumulateurs	320
TWEEDY (Edmond). — Élément galvanique	319

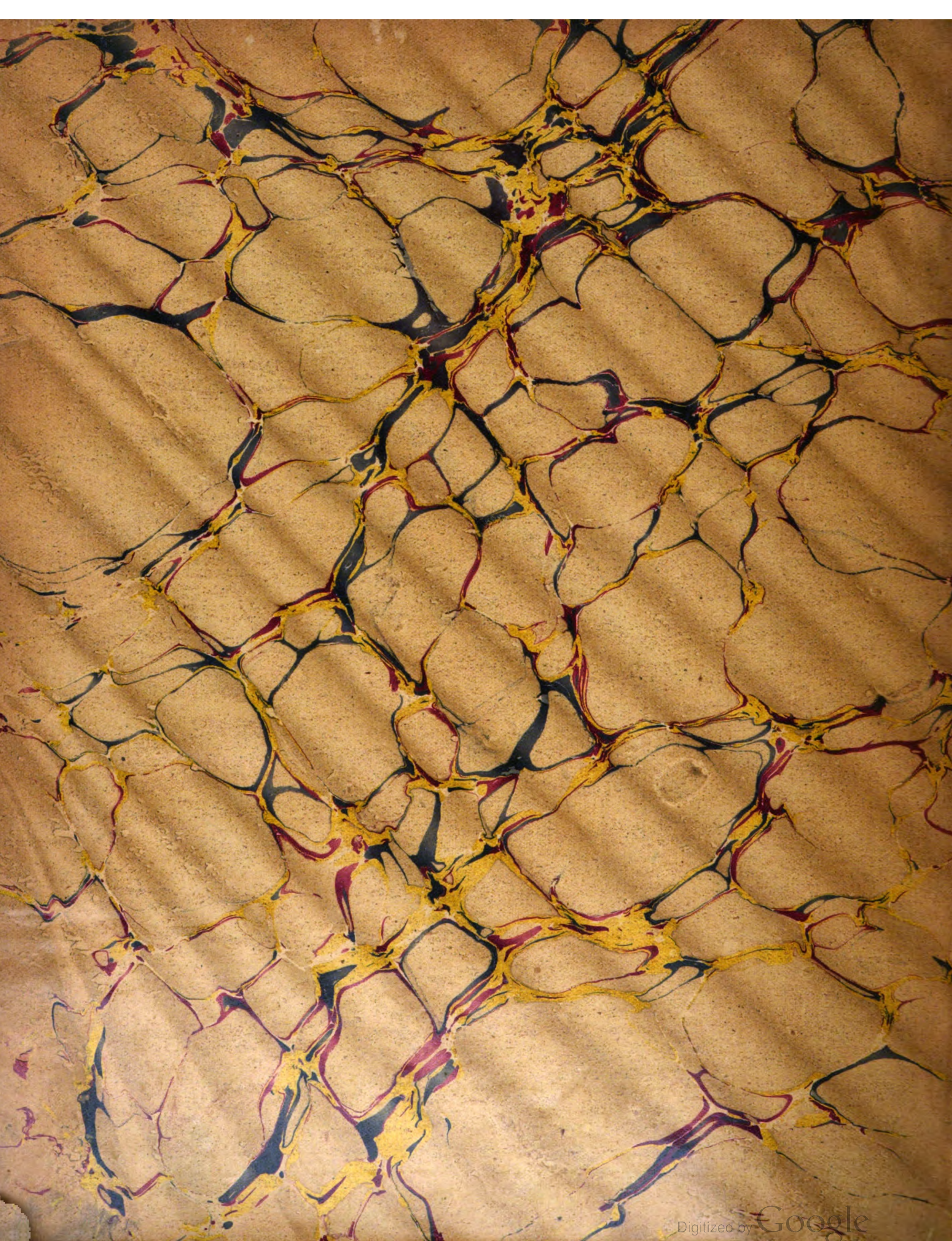
V

VASILESCO KARPEN. — Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil	23
VASILESCO KARPEN. — Nouveau récepteur pour la télégraphie sans fil	476
VERHOECKX (P.-M.). — Une méthode analytique et graphique pour le calcul des réseaux fermés	81, 121
VILLARD (P.). — Sur la décharge électrique dans les gaz raréfiés	507
VOYNOW (C.-B.). — Quelques améliorations dans la traction électrique à Philadelphie	LXXX

W

WARBURG. — Electrodes impolarisables et courant alternatif	399
WATERS (L.). — Sur les générateurs à double courant	193
WATERS (W.-L.). — La construction pratique des alternateurs au point de vue économique	395
WEDDING (W.). — Perfectionnements apportés à l'art de l'éclairage	XXXI
WILKENS (K.). — Sur une nouvelle méthode d'étude des corps liquides employés pour le graissage	354
WINTERS (David-L.). — Élément galvanique	318

OCT 1 1907



UNIVERSITY OF MICHIGAN



3 9015 07500 0300

